ANNO V • NUM. 1
Da pag. 1 a pag. 40

Spedizione in abbonamento postale - III Gruppo

MARZO
1950

LIRE
250

IN QUESTO NUMERO:

ANNO V
NUM. 1
Da pag. 1 a pag. 40

MARZO
1950

RIVISTA MENSILE DI RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

●

SOMMARIO:

REDAZIONE E AMMINISTRAZIONE . TORINO . Via Garibaldi 16 . Tel. 42514 . 47.091-92-93-94
Conto Corrente Postale n. 2/30126.

Un numero in Italia L. 200 (arretrato L.250); all'Estero L. 400 (arretrato L. 500)

ABBONAMENTI: Annuo in Italia L. 2000; all'Estero L. 4000; Semestre in Italia L. 1150; all'Estero L. 2200
In Italia: tre anni L. 5100; due anni L. 3600
La distribuzione viene curata direttamente dall'Amministrazione della Rivista.

Nuove onde delle stazioni di radiodiffusione italiane

Nella notte dal 14 al 15 marzo le nostre stazioni di radiodiffusione, analogamente a quello che faranno le altre stazioni europee per l'applicazione del piano concordato nella conferenza di Copenaghen, cambieranno le loro attuali frequenze di lavoro nelle altre che seguono:

Ancona	kc/s	1448	pari a m.	207,2
Bari I	»	1115	»	269,1
Bari II	»	1484	»	202,2
Bologna I	»	1115	»	269,1
Bologna II	»	1484	»	202,2
Bolzano I	»	656	»	457,3
Bolzano II (il 15-3-1950)	»	1484	»	202,2
Cagliari	»	1061	»	282,8
Catania I	»	1367	»	219,5
Catania II	»	1484	»	202,2
Catanzaro	»	1578	»	190,1
Firenze I	»	656	»	457,3
Firenze II	»	1484	»	202,2
Genova I	»	1331	»	225,4
Genova II	»	1484	»	202,2
Messina	»	1331	»	225,4
Milano I	»	899	»	333,7
Milano II	»	1034	»	290,1
Napoli I	»	656	»	457,3
Napoli II	»	1448	»	207,2
Palermo	»	566	»	530,0
Pescara	»	1331	»	225,4
Roma I	»	845	»	355,0
Roma II	»	1331	»	225,4
San Remo	»	1034	»	290,1
La Spezia	»	1484	»	202,2
Torino I	»	656	»	457,3
Torino II	»	1448	»	207,2
Udine	»	1484	»	202,2
Venezia I	»	1331	»	225,4
Venezia II	»	1034	»	290,1
Verona	»	1484	»	202,2

NOTIZIE BREVI

CONCORSO A PREMI "LA RADIO PER TUTTI"

La Radio Italiana ha lanciato una nuova manifestazione di propaganda radiofonica denominata « La Radio per tutti ».

La manifestazione è dotata di *premi per 30 milioni di lire*, rappresentati da:

— *n. 10 automobili Fiat 500 C;*

— *n. 1000 apparecchi radio a 5 valvole.*

Tutti gli abbonati alle radioaudizioni, vecchi e nuovi in regola con i pagamenti, possono partecipare al sorteggio delle 10 automobili, a condizione che nel periodo dal 1° gennaio al 12 aprile 1950 segnalino alla RAI almeno un nominativo di persona che non sia ancora in possesso di apparecchio radio e che desideri possederlo (aspirante radioabbonato).

Le segnalazioni dei nominativi degli aspiranti radioabbonati possono essere inviate sia a mezzo di semplice lettera o cartolina, sia a mezzo degli appositi « moduli di segnalazione » messi in distribuzione al pubblico.

L'adempimento della segnalazione dà diritto tanto ai nuovi quanto ai vecchi abbonati in regola di partecipare senz'altra formalità ai *sorteggi settimanali*, dei premi consistenti in *automobili Fiat 500 C* che si protrarranno per dieci settimane consecutive, con inizio da sabato 11 febbraio p. v.

Non è posto alcun limite al numero delle segnalazioni da parte dei vecchi e dei nuovi abbonati; ogni segnalazione deve però contenere un solo nominativo; ogni radioabbonato è ammesso alle estrazioni con tanti numeri di partecipazione quante sono le segnalazioni dei differenti nominativi da lui inviate.

Fra tutte le persone segnalate, verranno sorteggiati mille nominativi, nella misura di cento alla settimana, per le dieci settimane consecutive al concorso. Ai mille sorteggiati la Radio Italiana assegnerà altrettanti apparecchi radio a 5 valvole.

Questa iniziativa presenta caratteristiche che indubbiamente concorreranno a far convergere l'interesse del pubblico sulla radio in genere e quindi a predisporre all'acquisto coloro che sono tutt'ora sprovvisti di apparecchio ricevente.

(487/213)

CORSO DI ISTRUZIONE TECNICA PER OPERATORI RADIOFONICI

La RAI istituisce un corso di istruzione specializzata per giovani aspiranti alla carriera di operatori tecnici radiofonici.

Il corso ha lo scopo di impartire, a chi abbia già compiuto studi di carattere generale e possieda una specifica preparazione nel campo della elettrotecnica e della radiotecnica, l'istruzione complementare necessaria per espletare efficacemente il servizio nelle stazioni di radiodiffusione.

Al corso possono essere ammessi giovani nati negli anni 1924 o successivi e che siano in possesso dei requisiti seguenti:

a) che abbiano conseguito il diploma di perito industriale radiotecnico, presso un Istituto tecnico industriale;

b) che abbiano già soddisfatto agli obblighi militari di leva;

c) che abbiano riportato agli esami di diploma una votazione media non inferiore ai 7/10;

d) che abbiano riportato una votazione non inferiore ai 7/10 nelle materie seguenti: radiotecnica, misure radioelettriche e laboratorio;

e) che abbiano sana e robusta costituzione.

Il numero massimo di ammessi al corso sarà di 30 elementi prescelti fra gli aspiranti a insindacabile giudizio della RAI.

Le domande di ammissione al corso, redatte in carta libera, dovranno pervenire alla Sede RAI più vicina al luogo di residenza dell'aspirante, non oltre il 25 marzo 1950.

Nella domanda dovranno essere precisati tutti i dati utili, in particolare l'età, lo stato di famiglia, l'eventuale attività di lavoro già svolta nel campo radiotecnico, ecc.

Le domande dovranno essere corredate da copia legalizzata del diploma.

Le sedi della RAI alle quali dovranno essere inviate le domande sono le seguenti:

Bari - Via Putignani, 246. — *Bologna* - Piazza San Martino, 1. — *Bolzano* - Via Cassa di Risparmio, 16. — *Cagliari* - Viale Bonaria, 108. — *Catania* - Via Etnea, 196. — *Firenze* - Piazza Santa Maria Maggiore, 1. — *Genova* - Piazza della Vittoria, 2. — *Milano* - Corso Sempione, 25. — *Napoli* - Via Umberto, 167. — *Palermo* - Piazza Bellini, 5. — *Roma* - Via Asiago, 10. — *Torino* - Via Montebello, 12. — *Venezia* - Palazzo Vendramin Calergi - San Marcuola, 2021.

(487/214)

CONCORSO PER 30 TENENTI DEL GENIO AEREONAUTICO

Il Ministero della Difesa Aeronautica ha bandito un concorso per n. 30 Tenenti in s.p.e. del Genio Aeronautico ruolo Ingegneri.

Gl'interessati potranno chiedere informazioni presso i Comandi Aeronautici locali, oppure rivolgersi al Ministero della Difesa - Aeronautica - Direzione Generale Personale Militare - Sezione Autonoma Concorsi e Scuole - *Roma*.

(487/215)

CERTIFICATO DI ABILITAZIONE AI SERVIZI RADIOELETTRICI

La « Gazzetta Ufficiale » n. 48 del 27-2-1950 pubblica le norme per la « Concessione del certificato di abilitazione ai servizi radioelettrici ai militari dell'Esercito, dell'Aeronautica e della Marina militare » (Decreto del 12-11-1949 n. 1133).

(487/216)

L'UNIONE EUROPEA DI RADIODIFFUSIONE

A corollario dell'azione iniziata nelle riunioni preparatorie dell'estate scorsa a Stresa, e proseguita in successive riunioni, si è in questi giorni costituita l'Unione Europea di Radiodiffusione (U.E.R.). Ad essa

hanno aderito le organizzazioni radiofoniche di venti Paesi europei e del Bacino del Mediterraneo e precisamente: Belgio, Città del Vaticano, Danimarca, Francia, Gran Bretagna, Irlanda, Italia, Jugoslavia, Libano, Lussemburgo, Monaco, Marocco e Tunisia, Norvegia, Paesi Bassi, Portogallo, Siria, Svezia, Svizzera e Turchia.

Le riunioni conclusive hanno avuto luogo a Torquay, in Cornovaglia.

L'U.E.R. ha lo scopo di promuovere nel campo artistico, tecnico e giuridico un'azione di coordinamento fra tutte le organizzazioni aderenti. In particolare essa si interesserà in questo momento dell'imminente applicazione del « Piano di Copenaghem ».

Il nuovo Organismo avrà sede a Ginevra ed è dotato di un centro tecnico di controllo a Bruxelles.

Presidente dell'Unione Europea di Radiodiffusione è stato nominato Sir Jan Jacob, direttore aggiunto della B.B.C. (Inghilterra); Vice Presidenti: Théo Fleishman, direttore generale dell'I.N.R. (Belgio) e Georges Conus (Svizzera), già presidente dell'Union Internationale de Radiodiffusion.

Il Consiglio di Amministrazione è formato dai delegati degli organi di radiodiffusione dei seguenti Paesi: Belgio, Francia, Gran Bretagna, Italia, Norvegia, Siria, Svizzera. (487/217).

CONFERENZE SULLA TELEVISIONE

Il Ministero della Difesa - Aeronautica - ha organizzato una serie di conferenze sulla Televisione e sue applicazioni nel campo militare. Ad aprire tale ciclo di conferenze è stato invitato il dott. ing. A. Banfi.

Il prof. dott. ing. G. Dilda ha tenuto giovedì 23 febbraio una conferenza dal titolo « Le meraviglie del Radar e della Televisione » alla Università Popolare « Don Orione ». La conferenza, illustrata da numerose proiezioni, ha destato vivo interesse nel folto uditorio. (487/218).

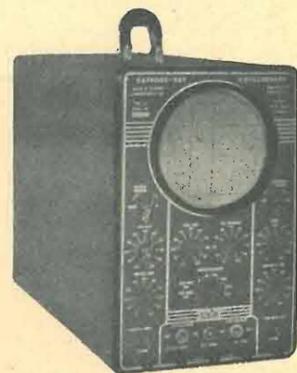
CONGRESSO NAZIONALE DI RADIO COMMERCIANTI A FIRENZE

Domenica 15 gennaio si sono riuniti a Firenze, ad iniziativa del locale Sindacato Radio, i rappresentanti sindacali di 34 provincie per discutere ed esaminare i loro problemi.

Uno di questi di maggior interesse è quello riguardante l'avvenuta pubblicazione sulla « Gazzetta Ufficiale » della legge sulle nuove disposizioni circa la tenuta del nuovo registro a fogli mobili per il carico e scarico dei materiali radioelettrici.

Su questo argomento i pareri furono discordi e non sempre sereni, ma in definitiva prevalse come sempre il buon senso.

Discussa fu anche l'organizzazione sindacale della Categoria.

È stato deciso di organizzare, tramite la Confederazione Generale del Commercio, un prossimo Congresso nazionale per meglio esaminare i problemi che travagliano la categoria.

REGISTRO DI CARICO E SCARICO

La « Gazzetta Ufficiale » n. 10 in data 13 gennaio 1950 pubblica la Legge che abolisce il registro mod. 101 ed istituisce il registro a fogli mobili per la registrazione dei materiali radioelettrici, come è stato pubblicato in un precedente numero di « Elettronica ». (478/212)

U.R.S.S.: AUDITORI PER RADIODIFFUSIONE E REGISTRAZIONE

Secondo quanto pubblicato dalla rivista polacca « Radio I Swiat » la radiodiffusione sovietica utilizza attualmente più di 350 studi di dimensioni diverse che possiedono ciascuno le loro installazioni elettroacustiche. Inoltre, vengono enumerati 1.800 studi collegati a centri di radiodistribuzione. Nel 1947, venivano utilizzati nell'Unione Sovietica 79 centri di amplificazione e 76 centri di registrazione. (478/210)

U.R.S.S.: MIGLIORAMENTO DELLA RADIORICEZIONE NELLA REGIONE DI MOSCA

Il ministro dell'Industria dei mezzi di comunicazione sovietici ha rivelato che l'industria avrebbe prodotto nel 1949, un numero di ricevitori sette volte superiore a quello d'anteguerra pur curandone la buona qualità e tenendoli ad un prezzo relativamente modesto. Lo sforzo compiuto verrà continuato nel 1950. Nella sola regione di Mosca, verranno equipaggiati 2000 Kolkhoses e verranno installati 100.000 ricevitori di cui 50.000 del tipo individuale di radiodistribuzione. Alla fine del 1950, 4000 kolkhoses dovranno essere radiofonizzati e 225.000 ricevitori installati nelle campagne di cui 120.000 del tipo individuale di radiodistribuzione. (478/211)

POLONIA: Introduzione di un nuovo sistema di vendita dei ricevitori.

Nuove norme che regolamenteranno la vendita al pubblico dei ricevitori stanno per venire introdotte in Polonia. Fino ad ora qualsiasi privato iscritto ad un sindacato poteva liberamente acquistare un apparecchio sia a contanti che a rate. Queste transazioni verranno adesso disciplinate con l'instaurazione di un nuovo sistema di distribuzione. I ricevitori prodotti dall'industria verranno distribuiti, d'accordo con il Comitato Sociale, alle scuole, ai circoli, agli ospedali, ecc. Gli acquirenti singoli non potranno pertanto venire in possesso di un ricevitore senza prima aver indirizzato regolare domanda alle succursali della Centrale Commerciale dell'Industria Elettrotecnica.
(476/198) BOLL OIR.

PARIGI: Congresso d'elettronica e di radioelettricità (16-22 gennaio 1950).

Sotto gli auspici della Società dei Radioelettrotecnici si è tenuto a Parigi dal 16 al 22 gennaio un Congresso di elettronica e di radioelettricità.

Più di centoventi relazioni sono state presentate, che sono state suddivise in 9 sezioni così composte:

Sez. I: Generalità - Teorie fisiche e matematiche - Astrofisica - Propagazione; Sez. II: Valvole; Sez. III: Trasmissioni - Antenne; Sez. IV: Ricevitori - Amplificatori - Misure; Sez. V: Iperfrequenze; Sez. VI: Televisione; Sez. VII. Radionavigazione; Sez. VIII: Elettroacustica; Sez. IX: Applicazioni industriali dell'Elettronica. (476/202)

STATI UNITI: Numero degli abbonati alla fine del 1949.

L'Ufficio per le statistiche radiofoniche informa che alla fine del 1949 vi erano in America 39.281.230 utenti radofonici, con un incremento di 1.658.230 rispetto al 1948.
(476/199) (da « *Bulletin mensuel* »).

GRAN BRETAGNA: 5381 ascoltatori clandestini condannati.

Nel 1948, 5381 radioascoltatori clandestini sono stati condannati a delle ammende diverse in Inghilterra. Nuovi sistemi per l'individuazione dei ricevitori clandestini stanno per venire adottati.
(476/200) (da « *Bulletin mensuel* »).

STATI UNITI: Situazione della pubblicità radiofonica.

Una società americana rappresentante 33 stazioni radiofoniche ha svolto uno studio sullo sviluppo della pubblicità radio negli ultimi anni, e sulla sua situazione attuale. Gli anni 1943, 1946 e 1949 sono stati presi come punti di riferimento. Dal risultato di questo studio si è potuto constatare che il costo della pubblicità per radio è aumentato del 17,7 % dal 1943 al 1946, e del 37,3 % dal 1946 al 1949, aumento che d'altra parte ha seguito in un senso l'accrescimento normale della popolazione.

Sulla base della statistica fornita da otto grandi città americane, e tenendo conto dell'influenza che esercita la televisione, gli statistici concludono che la pubblicità radiofonica è oggigiorno più efficace di quanto non lo fosse cinque o sei anni fa.
(476/201) (da « *Bulletin mensuel* »).

INGHILTERRA: Classificazione del materiale radio.

Una recente pubblicazione del Radio Industry Council costituisce una guida per i fabbricanti per la scelta dei materiali per le attrezzature radio ed elettriche, e delle parti che compongono tali attrezzature. Questa classificazione RIC/1000/A si propone di aiutare l'industria nella soluzione dei suoi problemi relativi ai materiali in modo paragonabile a quello con il quale la Classificazione per le Forze Armate RCS/1000 aiuta queste a risolvere i problemi loro. Le materie descritte comprendono metalli ferrosi e non ferrosi, sostanze plastiche, materiali isolanti, tessuti e carta, legname da costruzione, lubrificanti, filo metallico e materiale per manicotti, lega per saldature e fondenti per saldature. Si possono avere copie della classificazione dal Radio Industry Council, 59 Russel Square, London WC 1, al prezzo di sh. 3/6d.
(476/208)

STATI UNITI: Crisi nel commercio radiofonico?

Secondo quanto afferma la rivista britannica « Wireless World », gli Stati Uniti stanno attualmente attraversando una sensibile crisi del commercio radio. La gente sarebbe molto riluttante nell'acquisto di nuovi apparecchi riceventi, essendo stata portata a credere che tra non molto esisterà nella nazione una vasta rete di stazioni televisive. D'altra parte, nemmeno i telericeventi vengono venduti, temendo i possibili acquirenti la riallogazione delle frequenze già proposta, la qual cosa avrebbe per conseguenza un'attività della maggioranza delle nuove stazioni su delle onde non coperte dagli attuali ricevitori.

Si contano oggi negli Stati Uniti 70 stazioni televisive operanti sulla banda da 54 a 216 MHz, in 44 città. Ora, il nuovo piano per la televisione prevede ben 2245 stazioni, di cui 1700 dovranno operare su frequenze al di là di 470 MHz. Di qui la ben giustificata riserva del pubblico.

L'andamento della vendita dei ricevitori domestici comuni, sarebbe sensibilmente inferiore, per il momento, a quella dei ricevitori per auto. Lo sviluppo della ricezione su modulazione di frequenza, da parte sua, sarebbe passabilmente inferiore alle previsioni dell'industria e del commercio radio.

(476/204)

STATI UNITI e GRAN BRETAGNA: Conclusione di un accordo tra la Pye e la RCA.

Un accordo è stato concluso tra la società Pye Ltd. di Cambridge e la Radio Corporation of America (RCA) nel campo dello sfruttamento dei brevetti e degli sviluppi in materia di radio e tele ricevitori, di emettitori televisivi, di attrezzature di studio, di apparecchi di ripresa e di tubi a raggi catodici.

(476/203)

WASHINGTON: Corsi radiofonici di letteratura contemporanea.

Cinque istituti universitari americani — l'università dell'Arizona, quella di Louisville (Kentucky), quella di Tulsa (Oklahoma) e i colleges dello stato di Washington e di Brooklyn — collaborano con la National Broadcasting Company (NBC) ad un programma di corsi radiofonici di letteratura contemporanea che rientra nel quadro delle trasmissioni della NBC « University Theater », composte da radioscene tratte da romanzi contemporanei e integrate da conferenze letterarie di docenti universitari.

Gli iscritti ai corsi che intendono servirsene ai fini del curriculum universitario, oltre a ricevere dall'università i materiali didattici integrativi, sono tenuti a compilare relazioni periodiche da inviare all'istituto e a sostenere a fine d'anno un esame.

Il programma del corso organizzato dall'università dell'Arizona, tanto per fare un esempio, comprende il commento di uno dei più noti romanzi dei seguenti autori: Lewis, Hemingway, Marquand, Dreiser, Tarkington, Warton, Faulkner, Wolfe, James, Glascow e Sherwood Anderson.

(476/207) *usis.*

NOTE SUGLI ALTOPARLANTI A RADIAZIONE DIRETTA (*)

dott. ing. GIUSEPPE ZANARINI

SOMMARIO: Con particolare riguardo agli altoparlanti bifonici coassiali trattati in un articolo precedente (1) *si analizza il funzionamento dei trasduttori dinamici a radiazione diretta. Vengono dati alcuni esempi numerici.*

RÉSUMÉ. Avec égard particulier aux haut-parleurs biphoniques coaxiaux traités dans un précédent articles (1) *on analyse le fonctionnement des transducteurs dynamiques à radiation directe. On donne quelques exemples numériques.*

SUMMARY. The working of direct radiation dynamic transducers is analysed particulary with reference to the coaxial bifonic loudspeakers which were examined in a previous paper (1). *Examples are given.*

1. Introduzione.

In un precedente articolo si è accennato ad alcune questioni inerenti al funzionamento degli altoparlanti a radiazione diretta e ci si è proposti di ritornare sull'argomento (1).

Per la notevole complessità dei fenomeni in giuoco tali questioni non sono sottoponibili a un'indagine rigorosa e strettamente attinente alla realtà fisica, ma possono essere chiarite da un punto di vista concettuale con l'analisi del comportamento di modelli ideali a cui ci si riconduce ammettendo qualche ipotesi semplificativa.

I risultati a cui si perviene presentano un valore indicativo e non esonerano il progettista dalle ricerche sperimentali che, specialmente in questo campo, si rivelano indispensabili nella fase di concretamento di ogni nuova realizzazione; tuttavia essi costituiscono un utile orientamento che vale a circoscrivere il campo degli esperimenti.

2. Circuito elettrico equivalente di un altoparlante ideale a radiazione diretta.

Nella figura 1 è rappresentato nel modo più generale il circuito equivalente elettrico di un altoparlante dinamico. In condizioni di normale funzionamento l'impedenza Z della bobina mobile si può considerare costituita dalla somma di un'*impedenza statica* Z_s con una *impedenza di moto* (o *dinamica*) Z_m. La componente statica è quella che si misura bloccando meccanicamente la bobina mobile; essa risulta costituita con buona approssimazione da una resistenza ohmica in serie con un'induttanza pura. La componente dinamica è invece una conseguenza del moto vibratorio ed è generata dalla forza controelettromotrice che nasce nella bobina mobile per effetto del moto stesso in direzione normale alle linee di forza di un campo magnetico.

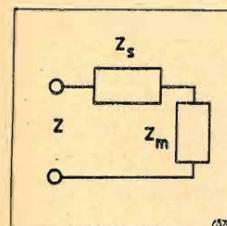



Fig. 1. - Schema generale della rete elettrica equivalente di un altoparlante.

L'impedenza elettrica di moto dipende, oltre che dalla lunghezza del conduttore che forma la bobina mobile e dal valore dell'induzione magnetica nel traferro, anche dalle caratteristiche meccaniche complessive del sistema vibrante. Queste a loro volta dipendono, oltre che dalle caratteristiche proprie (massa della bobina mobile e della membrana, elasticità delle sospensioni) anche dalla reazione dell'aria sulla membrana (impedenza acustica di radiazione); pertanto la conoscenza di quest'ultima grandezza è necessaria per il calcolo dell'impedenza elettrica di moto.

Il calcolo rigoroso dell'impedenza acustica di radiazione di un diaframma conico, avente la forma di quelli effettivamente usati negli altoparlanti a radiazione diretta, è praticamente quasi impossibile, e comunque condurrebbe a risultati complicatissimi che non potrebbero tradursi in schemi elettrici equivalenti di tipo semplice.

Nello studio degli altoparlanti conviene perciò ricondursi all'esame di diaframmi di forma diversa più facilmente trattabili. La scelta della forma di riferimento è suggerita, da un lato, dalla maggiore o minore facilità con la quale si può calcolare e rappresentare la sua impedenza di radiazione, e dall'altro, dalla possibilità di ammettere che essa differisca di poco da quella del cono.

In quasi tutte le trattazioni sugli altoparlanti si assume come diaframma di riferimento un pistone rigido vibrante in direzione perpendicolare al proprio piano. Tanto l'intuizione quanto l'esperienza mostrano che il comportamento di un tale diaframma può rappresentare, con approssimazione in molti casi accettabile, quello di un cono di uguale diametro e posto nelle stesse condizioni di funzionamento (per esempio libero nell'aria, o inserito in una parete rigida e fissa indefinita). È stato recentemente osservato che l'impedenza di radiazione di un pistone rigido di raggio $r\sqrt{2}$, vibrante in parete fissa e rigida indefinita, è a sua volta assimilabile con buona approssimazione a quella di una sfera pulsante libera nell'aria e di raggio r.

I diagrammi riportati in figura 2 mostrano infatti

(*) Pervenuto come appendice dell'articolo citato in nota (1) il 23-III-1949 ed in seconda stesura ampliata il 29-IX-1949. Revisione della Redazione ultimata il 10-I-1950. (443)

(1) G. Zanarini: *Altoparlante bifonico a larga banda* - « Elettronica e Televisione », IV, n. 6 e 7, sett. e ott. 1949, p. 217 e 269.

che, prescindendo da alcune irregolarità della caratteristica del pistone vibrante, derivanti dal fatto che il campo di irraggiamento di esso non possiede simmetria sferica, i due modelli presentano, a parità di area, una impedenza di radiazione poco diversa; una sfera pulsante di raggio r equivale quindi approssimativamente a un pistone di raggio $r\sqrt{2}$ vibrante in parete infinita e irradiante da ambedue i lati.

Se pertanto ci si limita a considerare un altoparlante a cono in parete indefinita (e questa è appunto la condizione alla quale ci si riferisce di solito, almeno in prima approssimazione), se ne può calcolare l'impedenza di radiazione assimilandolo sia ad un pistone rigido di ugual raggio r sia ad una sfera pulsante di raggio $r/\sqrt{2}$. Si può addirittura ritenere che non sussistano ragioni per considerare il primo modello come più approssimato del secondo e comunque le differenze fra i due sono, come si è visto, assai piccole e probabilmente trascurabili in confronto con gli errori che si commettono a causa di altre semplificazioni (ipotesi di una parete rigida e indefinita, di un diaframma indeformabile ecc.).

In relazione alle caratteristiche che si vogliono analizzare la scelta è quindi dettata da considerazioni di convenienza. Per esempio, partendo dalla sfera pulsante, si perviene ad una rete elettrica equivalente che risulta costituita da elementi che non dipendono dalla frequenza; ne consegue il vantaggio che il responso in potenza è direttamente calcolabile senza impiego di grafici.

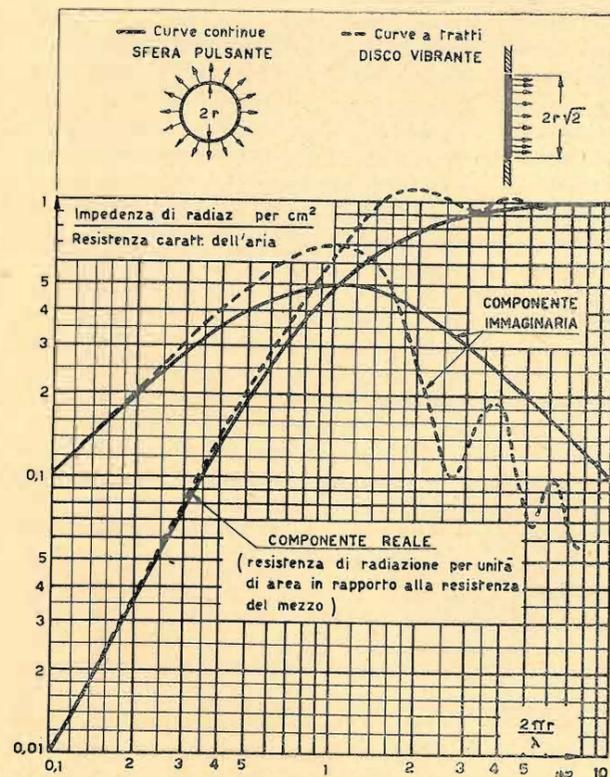



Fig. 2. - Confronto fra le impedenze di radiazione della sfera pulsante (linee continue) e del pistone vibrante in parete infinita (linee a tratti).

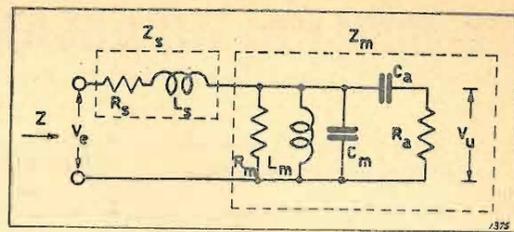



Fig. 3. - Rete elettrica equivalente della bobina mobile di un altoparlante dinamico ideale a radiazione diretta, dedotta dalla teoria della sfera pulsante: i valori degli elementi della rete sono indipendenti dalla frequenza.

La rete suddetta, di cui tralasciamo la deduzione, che il lettore può rintracciare nei lavori di Th. van Urk, R. Vermeulen e J. de Boer (2), è rappresentata in figura 3; in essa si è posto:

Z = impedenza effettiva della bobina mobile nel funzionamento normale
Z_s = componente statica di Z
Z_m = componente dinamica di Z (o impedenza di moto)
R_s = resistenza ohmica del conduttore della bobina mobile
L_s = induttanza della bobina mobile bloccata
R_m = trasformata elettrica della resistenza meccanica delle sospensioni
L_m = trasformata elettrica della cedevolezza delle sospensioni
C_m = trasformata elettrica della massa del sistema vibrante
R_a = trasformata elettrica della resistenza di radiazione
C_a = trasformata elettrica della massa dell'aria vibrante
V_e = tensione ad audiofrequenza applicata alla bobina mobile
V_u = tensione ad audiofrequenza fra i terminali di R_a.

La trasformata elettrica R_a della resistenza di radiazione costituisce il carico utile e la potenza V_u^2/R_a in essa dissipata risulta uguale alla potenza irradiata dall'altoparlante sotto forma di suono.

Assumendo V_e = costante, condizione corrispondente ad una resistenza interna nulla del generatore che alimenta la bobina mobile (3), il responso in energia risulta definito dall'andamento in funzione della frequenza della potenza dissipata in R_a: per un diaframma indeformabile R_a è costante e quindi detta potenza è proporzionale a V_u^2. La tensione V_u risulta proporzionale alla *media efficace spaziale* della pressione acustica misurata ad una distanza costante dalla sorgente (supposta puntiforme). Se la radiazione fosse direzionale secondo una legge non dipendente dalla frequenza, l'andamento di V_u fornirebbe direttamente il responso in pressione nello spazio libero; ciò si verifica nel caso delle onde sferiche, ossia quando il diametro del diaframma è piccolo rispetto alla lunghezza d'onda del suono irradiato, come pure nel caso limite di una onda perfettamente piana corrispondente a un diametro infinito del diaframma. Nei casi intermedi la distribuzione spaziale del suono varia con la frequenza e il responso in pressione, divenendo funzione dell'angolo intercorrente fra la direzione di ascolto e l'asse del diaframma, non coincide con l'andamento di V_u, ossia con la potenza 1/2 del responso in energia: il legame tra l'uno e l'altro è allora costituito dalle caratteristiche di direzionalità, di cui si dirà in seguito.

(2) A. Th. van Urk e R. Vermeulen: *La radiation du son*. « Rev. Tech. Philips », IV, n. 8, agosto 1939, pp. 225-234.
J. de Boer: *Le rendement des haut-parleurs*. « Rev. Tech. Philips », IV, n. 10, ottobre 1939, pp. 313-315.

(3) Il responso del complesso amplificatore-altoparlante (che è quello che interessa in pratica) è fortemente influenzato dalla resistenza interna del primo, talchè un'analisi tutt'affatto generale non è agevolmente effettuabile. Considerando però che nei complessi di riproduzione sonora si tende per vari motivi a far uso di amplificatori caratterizzati da una resistenza interna inferiore al carico esterno, appare soprattutto interessante la determinazione del responso che si ottiene eccitando la bobina mobile con tensione costante: condizione a cui ci si avvicina notevolmente quando si usano amplificatori di buona qualità.

3. Responso di un piccolo altoparlante ideale nella gamma delle frequenze elevate.

Gli altoparlanti bifonici coassiali sono muniti di due sistemi vibranti indipendenti fra i quali viene ripartita l'intera gamma di funzionamento. Nei tipi a radiazione diretta l'unità adibita alla riproduzione delle frequenze elevate comprende un diaframma molto leggero e di piccolo diametro per conseguire una limitata direzionalità e un soddisfacente responso fino a frequenze dell'ordine di 12000÷15000 Hz.

Inferiormente la gamma di funzionamento di questa unità è limitata fra 1000 e 3000 Hz, sia per contenere l'escursione del diaframma, sia per evitare un'eccessiva sopraelevazione della temperatura della bobina mobile durante gli alti livelli di riproduzione ove, di solito, la maggior parte della potenza compete alle componenti del segnale di frequenza inferiore ai limiti suddetti. La risonanza meccanica fondamentale del sistema vibrante rimane generalmente al disotto della gamma utile, e si può ammettere che in questa il sistema meccanico sia controllato essenzialmente dalla massa; è lecito perciò trascurare gli effetti di L_m e di R_m di fronte a quello di C_m. Trascurando inoltre, in un calcolo di prima approssimazione, la reattanza di L_s di fronte a R_s, la rete equivalente elettrica della figura 3 si riduce a quella più semplice rappresentata in figura 4. L'analisi matematica fornisce per essa:

$$[1] \qquad \frac{V_u}{V_e} = \frac{1}{1+\frac{R_s}{R_a}\left(1+\frac{C_m}{C_a}\right)+j\left(\omega R_s C_m - \frac{1}{\omega R_a C_a}\right)}$$

ove $\omega = 2\pi f$ è la pulsazione del segnale entrante.

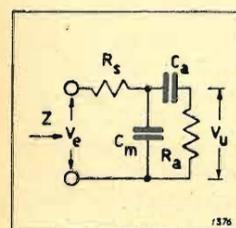



Fig. 4. - Rete equivalente semplificata, valida per frequenze sufficientemente più elevate di quella corrispondente alla risonanza meccanica fondamentale del sistema vibrante.

Il secondo membro della [1] è una quantità complessa che diviene reale per il valore ω_{01} della pulsazione che annulla la componente immaginaria del denominatore:

$$[2] \qquad \omega_{01} = \sqrt{1/(R_s R_a C_m C_a)}\,.$$

Tenendo conto della [2], la [1] si può scrivere:

$$[3] \qquad \frac{V_u}{V_e} = \frac{1}{1+\frac{R_s}{R_a}\left(1+\frac{C_m}{C_a}\right)+j\left(\frac{\omega}{\omega_{01}}-\frac{\omega_{01}}{\omega}\right)\sqrt{\frac{R_s C_m}{R_a C_a}}}$$

Il secondo membro della [3] presenta una struttura analoga a quella dell'espressione dell'impedenza di un circuito antirisonante LC. Se infatti si pone:

$$[4] \qquad \beta_1 = \omega/\omega_{01} - \omega_{01}/\omega$$

$$[5] \qquad F = \frac{1}{1+\frac{R_s}{R_a}\left(1+\frac{C_m}{C_a}\right)}$$

$$[6] \qquad \varepsilon_1 = \frac{\sqrt{R_s C_m/R_a C_a}}{1+\frac{R_s}{R_a}\left(1+\frac{C_m}{C_a}\right)}$$

sostituendo nella [3] si ottiene:

$$[7] \qquad \frac{V_u}{V_e} = \frac{F}{1+j\varepsilon_1\beta_1}$$

La [7] identificherebbe, per l'appunto, l'impedenza di un circuito antirisonante LC qualora con F, ε_1 e β_1 si indicassero rispettivamente la resistenza dinamica, il coefficente di risonanza e la dissintonia del medesimo.

Nel presente caso ε_1 e β_1 conservano ancora il significato di coefficente di risonanza e di dissintonia, mentre F identifica la resa acustica massima; invero per $\omega = \omega_{01}$ risulta $\beta_1 = 0$ e il rapporto V_u/V_e è massimo e coincide con F.

Se, come si è stabilito nel paragrafo precedente, si assume V_e = costante, in corrispondenza della pulsazione ω_{01} la tensione V_u raggiunge il valore massimo $V_{u\,max}$; assumendo quest'ultimo come livello di riferimento, il responso in potenza risulta espresso dal rapporto:

$$[8] \qquad \frac{|V_u|^2}{V_{u\,max}^2} = \frac{1}{1+\varepsilon_1^2\beta_1^2}$$

Ricordando l'espressione di β_1, dalla [8] si rileva che l'andamento del responso è simmetrico rispetto ad ω_{01} la quale assume perciò il significato di pulsazione di risonanza (da non confondere con quella fondamentale del sistema meccanico che verrà contrassegnata in seguito con ω_0). Come risulta dalla [8] e dalla famiglia di curve rappresentate in figura 5, l'andamento del responso in potenza di un'altoparlante ideale a radiazione diretta lontano dalla risonanza meccanica fondamentale dipende unicamente da ε_1. Se il diaframma è molto piccolo, per esempio dell'ordine di grandezza della lun-

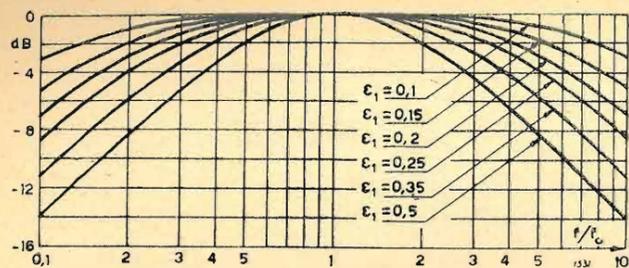



Fig. 5. - Responso teorico in potenza di un piccolo altoparlante a radiazione diretta, alimentato con tensione costante, in funzione del fattore ε_1; con f_0 si è indicata la frequenza corrispondente alla resa acustica massima; si presuppone che la risonanza meccanica fondamentale si trovi molto al di sotto del limite inferiore della gamma considerata.

ghezza d'onda del suono di frequenza più elevata compreso nella gamma utile, la radiazione è poco direzionale e i diagrammi della figura 5 rappresentano anche, in prima approssimazione, il responso in pressione medio dell'altoparlante; il responso effettivo entro un angolo di $\pm 45^\circ$ rispetto all'asse risulterà un po' meno discendente verso le frequenze elevate, ossia l'approssimazione entro tale settore è per difetto; per angoli superiori l'approssimazione sarà invece in eccesso.

Il calcolo numerico di ε_1 e di $f_{01} = \omega_{01}/2\pi$ può essere effettuato introducendo i parametri del sistema vibrante. Posto:

H = intensità del campo magnetico del traferro in weber/m².
l = lunghezza del conduttore della bobina mobile in cm.
D = diametro del diaframma in cm.
M = massa complessiva del sistema vibrante in grammi,

in base alla teoria della sfera pulsante e facendo ricorso alle analogie elettromeccaniche, si deduce:

[9] $R_a = 1,5 \cdot 10^{-3} \cdot H^2 l^2 / D^2$.... ohm
[10] $C_a = 680 \cdot D^3 / H^2 l^2$.... farad
[11] $C_m = 10 M / H^2 l^2$...... farad

onde:

$$[12] \quad \begin{cases} R_s/R_a = 666 \cdot R_s D^2/H^2 l^2 \\ C_m/C_a = 1,47 \cdot 10^3 M/D^3 \\ R_s C_m / R_a C_a \cong 10^6 R_s M / H^2 l^2 D \\ 1/R_s R_a C_m C_a \cong 10^4 H^2 l^2 / R_s M D \end{cases}$$

D'altra parte se:

a = sezione del conduttore in cm²
γ = massa specifica del conduttore in gr/cm³
σ = resistività del conduttore in ohm · cm
M_d = massa del diaframma in grammi
M_b = massa della bobina mobile in grammi

risulta pure

$$M = M_d + M_b = a l \gamma + M_d$$
$$R_s = \sigma l / a$$

onde:

[13] $R_s M / l^2 = \sigma\gamma (1 + M_d/M_b$
[14] $R_s / l^2 = \sigma\gamma / M_b$

Sostituendo nelle [12] si ottiene infine:

[15] $R_s/R_a = 666\, \sigma\gamma\, D^2/H^2 M_b$
[16] $C_m/C_a = 1470\, (M_d + M_b)/D^3$
[17] $R_s C_m / R_a C_a \cong 10^6 \dfrac{\sigma\gamma}{H^2 D}(1 + M_d/M_b)$
[18] $1/R_s R_a C_m C_a \cong 10^4 H^2/\sigma\gamma D\,(1 + M_d/M_b)$.

Queste ultime espressioni, introdotte nella [2] e nella [6], portano alla determinazione delle due costanti caratteristiche $\omega_{01} = 2\pi f_{01}$ ed ε_1 da cui, in base alla [8] dipende il responso in energia.

Nel caso abbastanza frequente in cui $C_m/C_a >> 1$, è possibile addivenire a una ulteriore semplificazione. Tale caso si presenta quando il rapporto fra il diametro del diaframma e quello della bobina mobile è dell'ordine dell'unità come, per esempio, si è fatto nell'altoparlante bifonico descritto in un precedente articolo per motivi inerenti alla dissipazione elettrica ammissibile ([1]).

Allora la massa del sistema vibrante diviene relativamente grande e il rapporto C_m/C_a assume valori molto superiori all'unità.

Se per esempio fosse: $M = 0,5$ grammi e $D = 3$ cm, risulterebbe:

$$C_m/C_a = 1470 \cdot 0,5/3^3 = 27 >> 1.$$

Per il carattere indiziario di questi calcoli, l'errore che si commette trascurando l'unità di fronte a C_m/C_a è di scarso rilievo talchè la [6] si può scrivere:

$$[19] \qquad \varepsilon_1 \cong \frac{1}{\sqrt{R_s C_m / R_a C_a} + 1/\sqrt{R_s C_m / R_a C_a}}$$

la quale mostra che ε_1 non può superare 0,5 e che perciò l'altoparlante in regime libero si comporta aperiodicamente; se il comportamento del diaframma reale è sufficentemente vicino a quello ideale (il che si verifica quando la rigidità e lo smorzamento intrinseci sono elevati) il responso ai transitori risulta ottimo. Tenendo conto della [18] e della [19], per la [2] e la [12] si perviene alle seguenti espressioni:

$$[20] \qquad f_{01} = \omega_{01}/2\pi \cong \frac{15,9 H}{\sqrt{\sigma\gamma D\,(1 + M_d/M_b)}} \ \dots \ \mathrm{Hz}$$

[21]

$$\varepsilon_1 \cong \frac{1}{\sqrt{10^6 (1 + M_d/M_b)\, \sigma\gamma / H^2 D} + 1/\sqrt{10^6 (1 + M_d/M_b)\sigma\gamma/H^2 D}}$$

le quali, nel caso considerato in cui $C_m/C_a > 1$, forniscono direttamente, in funzione dei parametri noti, i fattori determinanti del responso teorico.

È interessante osservare che f_{01} ed ε_1 non dipendono dalla massa complessiva del sistema vibrante, nè dalle dimensioni della bobina mobile (purchè sia verificata l'ipotesi che il conduttore sia costantemente immerso nel campo H).

Dai diagrammi di figura 5 si rileva che la massima uniformità del responso, a parità di ε_1, si ottiene quando f_{01} coincide con la media geometrica delle frequenze estreme della gamma di funzionamento. Per gli altoparlanti coassiali a larga banda tale media risulta, per l'unità adibita alla riproduzione delle frequenze elevate, dell'ordine di 5000÷6000 Hz. Ora è facile verificare che in pratica non è agevole ottenere per f_{01} un valore così elevato. Si supponga per esempio che sia $H = 1,2$ weber/m², $D = 4$ cm, $M_d/M_b = 0,3$; se la bobina mobile è avvolta con filo di rame si ha $\sigma\gamma = 15,4 \cdot 10^{-6}$ e, in base alla [20] risulta: $f_{01} \cong 2140$ Hz, valore alquanto inferiore a quello ottimo. Riducendo D a 3 cm ed elevando H a 1,5 weber/m² si avrebbe invece $f_{01} \cong 3080$ Hz, valore più conveniente del precedente, ma ancora lontano da quello ottimo; per raggiungere quest'ultimo occorrerebbe dunque aumentare ulteriormente H, oppure ridurre $\sigma\gamma$ (usando per esempio del filo di alluminio) o, infine, diminuire il diametro D del diaframma. Ciascuno dei tre procedimenti comporta però inconvenienti notevoli. Invero l'aumento di H oltre a un certo limite (dell'ordine appunto di 1,5 weber/m²) implica un aumento di costo proibitivo, dipendentemente dalle grandi dimensioni che viene ad assumere il sistema magnetico.

L'impiego dell'alluminio per la costruzione della bobina mobile comporta difficoltà tecnologiche sopratutto nella preparazione del conduttore (fili di alluminio di piccolo diametro non sono reperibili sul mercato).

La riduzione di D, infine, è causa di una notevole diminuzione dell'efficenza di radiazione talchè non appare conveniente assumere per D un valore inferiore a quello strettamente necessario per conseguire una sufficente uniformità della caratteristica di direzionalità al variare della frequenza e una elevata rigidità del diaframma; per una frequenza limite superiore dell'ordine di 13000÷15000 Hz un buon compromesso è rappresentato da $D \cong 3$ cm; scendendo al disotto di tale valore l'efficenza scema rapidamente mentre il vantaggio ottenibile nei confronti della distribuzione spaziale del suono diviene trascurabile.

In pratica si rinuncia al valore ottimo di f_{01} e si provvede a egualizzare il responso con altri accorgimenti. Tra questi uno dei più semplici ed efficaci consiste in un condensatore di conveniente capacità disposto in serie fra l'amplificatore e la bobina mobile. Tale condensatore esplica una triplice funzione:

1) funge da rete divisoria bloccando il passaggio alle audio-correnti di frequenza bassa;

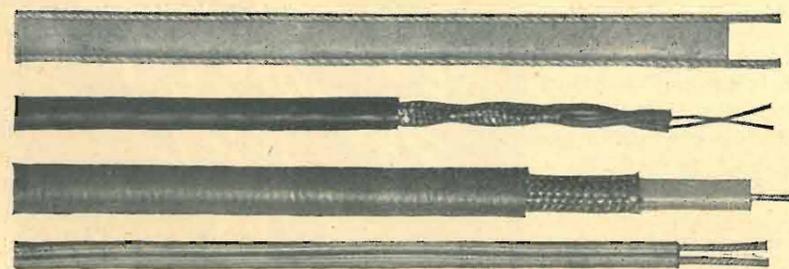
2) riduce la resa acustica nella parte inferiore della gamma utile;

3) incrementa la resa acustica nella parte superiore della gamma stessa.

Il terzo effetto è conseguente al fatto che per la presenza dell'induttanza statica L_s, che si è precedentemente trascurata per non complicare eccessivamente i calcoli, l'impedenza effettiva della bobina mobile cresce con la frequenza. Essendosi supposta costante la tensione di entrata V_e, la corrente che fluisce nella bobina mobile diminuisce procedendo verso le frequenze elevate, causando una corrispondente diminuzione della resa acustica.

Inserendo un condensatore opportuno, la reattanza capacitiva di esso si sottrae a quella induttiva di L_s talchè l'effetto di quest'ultima viene ad essere notevolmente attenuato in un certo intervallo di frequenze che è possibile far coincidere con la parte superiore della gamma utile (esiste anzi una frequenza per la quale tale effetto risulta esattamente compensato). Questo sistema di egualizzazione risulta particolarmente efficace quando la gamma utile non è troppo estesa ossia quando il limite inferiore di essa non è eccessivamente basso; in genere, considerati i vari fattori in giuoco, appare conveniente, per un altoparlante bifonico a radiazione diretta, una frequenza di scambio dei due sistemi vibranti, dell'ordine di 2500÷3000 Hz; se il limite superiore è pari a 15 000 Hz, l'estensione della gamma utile del sistema riproduttore delle frequenze elevate non supera le 2,5 ottave, valore sufficentemente piccolo per consentire una buona uniformità del responso.

Ferme restando le considerazioni svolte si osserva infine che, dovendosi realizzare un altoparlante bifonico, è anche necessario far sì che le efficenze medie dei due sistemi coassiali nelle rispettive gamme di funzionamento, siano uguali. Ciò pone ulteriori condizioni restrittive sul dimensionamento; nell'altoparlante a larga banda, che si è descritto in un precedente articolo, questa esigenza è stata soddisfatta assumendo un conveniente rapporto fra le intensità di campo relative ai due sistemi vibranti e fra le masse complessive dei medesimi.

(Continuazione e fine al prossimo numero).

CONTROREAZIONE SEMPLIFICATA NELLO STADIO FINALE DI UN RICEVITORE (*)

dott. ing. MARIO GILARDINI

SOMMARIO. Si esaminano alcuni circuiti che permettono di introdurre, senza eccessiva complicazione, la reazione negativa nei radioricevitori di tipo economico.

RÉSUMÉ. On examine quelques circuits qui permettent d'introduire, sans trop de complications, la réaction negative dans les radiorécepteurs economiques.

SUMMARY. Some circuits by which negative feedback can be easily introduced in cheaper receivers are examined.

1. Introduzione.

I vantaggi della controreazione a B.F. applicata ai pentodi finali, sono già stati esposti su questa rivista [1]. E' stato messo allora in rilievo come sia conveniente l'impiego della controreazione di tensione, la quale consente di ottenere una rilevante riduzione della resistenza interna R_a del tubo. Rammentiamo che questo tipo di controreazione permette di dare al pentodo caratteristiche virtuali, che coincidono con quelle di un triodo, salvo i due punti seguenti:

a) rimane, a favore del pentodo, il maggior rendimento in potenza erogabile, a parità di potenza assorbita;

b) rimane, a sfavore del pentodo, il fatto che la resistenza di carico anodica è più critica che nel caso del triodo.

Ciò rammentato, vedremo, nel presente articolo, in qual modo la controreazione si possa applicare anche in ricevitori semplicissimi, mantenendo l'aumento di spesa entro modesti limiti.

Ci limiteremo ai circuiti che applicano la controreazione al solo tubo di potenza. Tutti i circuiti di questa specie presentano l'inconveniente che segue: poichè la sensibilità di potenza del tubo finale diminuisce, a causa della controreazione, la valvola preamplificatrice a B.F. è obbligata ad erogare una maggior tensione rispetto al caso normale. Riteniamo che non si debbano richiedere alla preamplificatrice tensioni superiori a 20 V_{eff}: entro questi limiti la distorsione rimane inferiore al 2 % per i triodi a medio μ (EBC3) e per i pentodi (6SJ7), mentre per i triodi ad alto μ (6SQ7) non si supera il 3 %. Oltre questi limiti, la distorsione della valvola preamplificatrice può superare quella del tubo finale, condizione palesemente inopportuna. Se perciò sono richiesti fattori di controreazione molto forti, è necessario che la controreazione venga applicata ai due ultimi stadi contemporaneamente.

Posta la condizione $V_e \leq 20$ volt efficaci in base ai dati delle Case costruttrici è facile compilare una tabella, contenente il massimo fattore di controreazione $F = V_e/V_g = 20/V_g$ che si può applicare ai più comuni tubi finali, e la R_a che ne risulta (vedi appendice II).

TABELLA I.

Tubo	Controreazione max.	R_{oa} (kΩ)	R_a minima (kΩ)
EL3	$F=$ 4,76	50	1,58
6V6	$F=$ 2,26	52	3,59
EL6	$F=$ 4,16	20	0,88
6L6	$F=$ 2 —	22,5	2,06
UL41	$F=$ 4,55	18	0,7
50L6	$F=$ 3,78	13	0,6

2. Circuiti di controreazione.

Per applicare la controreazione al solo tubo finale, si usa generalmente il circuito della figura 1. Tale circuito non è molto consigliabile, perchè esso aumenta fortemente la possibilità che la preamplificatrice dia eccessiva distorsione. Un esempio pratico chiarirà facilmente questo punto.

Senza controreazione, la resistenza anodica di carico per la corrente alternata R', del triodo EBC3, risulta (dal parallelo di R ed R_g) di 156 kΩ, e poichè l'amplificazione è di 26 volte (dalle Tabelle della Casa), la R_a è 24 kΩ [2]. E' così soddisfatta la condizione $R_a << R'$, che

(*) Pervenuto alla Redazione il 20-VIII-49 in prima stesura e in stesura modificata il 30-X-49 (422)

[1] G. ZANARINI - *Confronto fra triodi e tubi plurigriglia nella funzione di amplificatori B.F.* « Elettronica », III, n. 4, aprile 1948, p. 129. Per comodità del lettore i simboli usati nel testo e nelle appendici del presente lavoro sono stati tratti dall'articolo sopracitato. Essi sono:

R_{oa} = resistenza differenziale anodica del tubo (senza controreazione);
R_a = resistenza differenziale anodica effettiva (con controreazione);
R_u = resistenza del carico esterno (ottimo prescritto);
V_g = massima tensione alternativa applicabile alla griglia;
V_e = tensione alternativa applicata all'entrata dello stadio;
A_o = amplificazione dello stadio senza controreazione;
A = amplificazione dello stadio con controreazione;
$F = A_0/A = V_e/V_g$ = fattore di controreazione.

[2] La R_a si ottiene dalla formula:

$$A = \mu \frac{R'}{R_a + R'} \quad \text{che dà:} \quad R_a = R'\left(\frac{\mu}{A} - 1\right)$$

Poichè per la EBC3 si ha: $\mu = 30$ si ottiene:

$$R_a = 156\left(\frac{30}{26} - 1\right) = 24\ \text{k}\Omega\,.$$

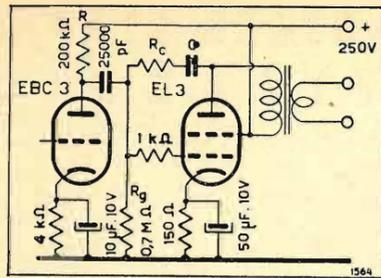



FIG. 1. - Circuito per controreazione poco consigliabile per le ragioni esposte nel testo.

permette alla valvola di erogare tensioni relativamente elevate con distorsione limitata.

Ammesso ora che il tubo finale sia un pentodo EL3, e che si voglia ottenere la massima controreazione di 4,76 volte, si ottiene dal calcolo che il resistore di controreazione R_c (fig. 1) deve essere di 278 kΩ; ma poichè la EL3 amplifica 55 volte, R_c si comporta virtualmente come un resistore (55+1) volte minore [3], cosicchè il carico anodico della EBC3 cade, per la corrente alternata, ad appena 4,9 Ω. Con questo carico, e con una corrente anodica di appena 0,75 mA (come risulta dalle Tabelle), si pretende che la EBC3 dia una tensione di picco di almeno $4{,}2 \times \sqrt{2} \cong 6$ volt [4], quanto occorre per pilotare a piena potenza la EL3; ma ciò è palesemente impossibile, perchè anche la condizione limite (data dal prodotto del carico anodico per la corrente anodica) fornisce appena 4,9kΩ × 0,75 mA = 3,68 volt picco.

Non è difficile migliorare queste condizioni anche in notevole misura, sia limitando a circa metà il fattore di controreazione, sia diminuendo i resistori anodico e catodico della EBC3, in modo che la corrente aumenti. Malgrado questo, pensiamo che sia molto più sicuro perfezionare il circuito aggiungendo un resistore R_1 come si vede nella figura 2. Esso impedisce che il carico anodico della EBC3 diventi troppo basso.

Il circuito della figura 2 si presta anche molto bene ad un eventuale miglioramento della riproduzione dei registri estremi, mediante la diminuzione della controreazione su questi registri. Basta sostituire fra i morsetti AB una delle reti che si vedono sul fianco della

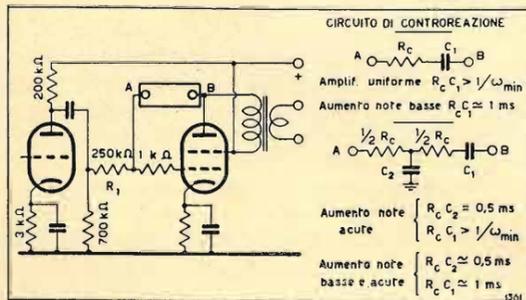



FIG. 2. Circuito per controreazione preferibile a quello della figura 1e Con l'opportuna scelta del circuito di controreazione, fra quelli indicat. a destra, è possibile ottenere un'amplificazione uniforme, o l'esaltazioni dei registri estremi.

[3] Infatti la tensione alternativa cui è sottoposta R_c è la tensione anodica del triodo più quella del pentodo che è 55 volte più grande della prima.

[4] Risulta dalle Tabelle, che occorrono 4,2 volt efficaci per pilotare la EL3 a piena potenza.

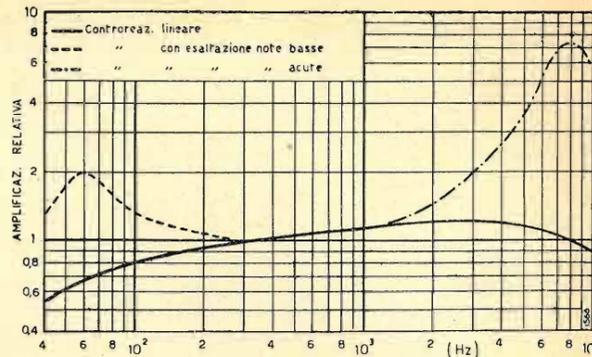



FIG. 3. - Risultati conseguibili con gli schemi indicati nella figura 2.

figura. L'effetto ottenuto si può desumere dalla figura 3.

Per quanto riguarda la convenienza di usare tali reti, mentre nulla si oppone all'esaltazione del registro acuto se ritenuta necessaria per motivi acustici, le circostanze che possono consigliare l'esaltazione delle note basse debbono essere esaminate attentamente. Si deve tener presente che il nostro orecchio non ha grande sensibilità per le frequenze basse: perciò, a parità di sensazione sonora, ad una frequenza bassa corrispondono, nell'amplificatore, tensioni a frequenza acustica molto superiori a quelle che competono alle frequenze del registro medio-acuto (400÷2000 Hz). Per contro, la musica e la parola si compongono, in gran parte, di frequenze del registro medio-acuto. Ne consegue che la distorsione interviene più facilmente per i brani musicali contenenti frequenze basse, che non per quei brani che ne sono poveri; più facilmente per la musica che per la parola; infine più facilmente per la voce maschile che per quella femminile [5].

Queste circostanze spiegano come i piccoli ricevitori del tipo cigar-box, i quali non sono in grado di riprodurre i toni bassi, diano, con potenze di non oltre 2 watt, un « volume di suono » apparentemente così elevato.

Da quanto si è esposto emerge il fatto che una controreazione con esaltazione del registro basso può essere utile solo negli amplificatori B.F. aventi potenza ritenuta esuberante. Perciò riteniamo che possa convenire per amplificatori di almeno 6÷8 watt; la sconsigliamo per apparecchi aventi la EL3 e la 6V6 come tubi finali (4 watt).

Quando non è richiesta la correzione dei registri estremi, il circuito di figura 4 è preferibile a quelli delle figure 1 e 2, per il fatto che non altera le condizioni di funzionamento del tubo preamplificatore, e perciò ne alleggerisce il compito. Nella figura 4, la controreazione è ottenuta inserendo il secondario del trasformatore di uscita in serie al catodo del tubo finale, con verso tale che alla griglia ed al catodo siano applicate tensioni in concordanza di fase.

Il fattore di controreazione che ne risulta, dipende

[5] Poichè i trasmettitori hanno limitazioni analoghe agli amplificatori, questo fatto spiega come gli operatori, onde premunirsi contro le sovramodulazioni, tengano molto bassa la modulazione media, quando si trasmette musica sinfonica. Un altro motivo sta nella forte dinamica di tale musica.

Fig. 4. - Circuito per ottenere una controreazione di tensione limitata allo stadio finale.

Fig. 5. - Circuito per controreazione mista (di tensione e di corrente).

dall'impedenza della bobina mobile e, con valori usuali, non è molto alto. La EL3 permette un fattore di 2,04 con bobine mobili di 2,5 Ω, e di 2,47 × con bobina mobile di 5 Ω. Valori modesti, ma già tali da offrire un miglioramento notevole della qualità di riproduzione.

TABELLA 2.

Valvola	Caratteristiche del circuito R_u (kΩ)	R_k (Ω)	$1/n$	S $\left(\frac{mA}{V}\right)$	1 Senza contror. R_{oa} (kΩ)	2 Controreaz. dalla b. mob. 2,5 Ω F	3 R_a (kΩ)	4 Contror. con Rk non disaccopp. F	5 R_a (kΩ)	6 Controreazione mista F	7 R_a (kΩ)
EL3	7	150	53	9	50	2.04	5.26	2.18	117.5	3.22	12.4
6V6	5	250	44.7	4.1	52	1.42	9	1.93	105	2.35	18.3
EL6	3,5	90	37.4	14.5	20	2.15	2.29	2.11	46	3.25	5.27
6L6	2 5	170	31.6	6	22.5	1.43	4.27	1.92	45.4	2.35	8.6
UL41	3	140	34.6	8.6	18	1.64	3.28	2.03	39.7	2.67	7.25
50L6	2	135	28.3	8.2	13	1.50	2.72	1.96	27.4	2.46	5.75

La tabella 2 riassume i risultati che si possono ottenere con questo circuito e con le valvole finali più consuete: bobina mobile di 2,5 Ω. Confrontando le colonne 1 e 3, si vede come la resistenza interna venga sempre sostanzialmente ridotta, mentre la colonna 2 ci dice come il fattore di controreazione F_4 sia appena sufficiente coi pentodi europei, mentre è irrisorio coi tetrodi a fascio americani. Malgrado questo, una prova pratica dimostra che l'abbassamento di R_a è sufficiente in quasi tutti i casi a rendere più equilibrata la riproduzione dei piccoli altoparlanti aventi coni con diametro minore di 160 mm.

Un altro mezzo economico per ottenere una controreazione limitata al solo stadio finale, consiste nel polarizzare la valvola mediante un resistore catodico R_k, e nell'eliminare il condensatore elettrolitico posto solitamente in parallelo ad esso. Questo tipo di controreazione non è consigliabile, perchè aumenta la resistenza interna del tubo R_{oa} come si vede nella Tab. 2, colonna 5. Per contro essa è estremamente economica, perchè non solo non richiede componenti in più, ma anzi elimina l'elettrolitico catodico. Inoltre il fattore di controreazione è sempre relativamente elevato, come si vede nella colonna 4.

Una combinazione dei due sistemi porta al circuito schematizzato nella figura 5 dove il circuito catodico comprende, in serie, la R_k (senza condensatore in parallelo) e il secondario del trasformatore di uscita. Con questo schema, si ottengono fattori di controreazione abbastanza alti per tutte le valvole finali (colonna 6) e resistenze interne relativamente basse.

Una elementare trattazione teorica delle proprietà di questi ultimi tre circuiti si troverà nell'appendice II.

Ricordiamo nuovamente che tutti questi schemi hanno la proprietà di mantenere la valvola preamplificatrice a B.F. nelle condizioni ideali di funzionamento, a parte il fatto che essa deve erogare una tensione superiore.

TABELLA 3.

Tensione di ingresso per ottenere la max potenza (V. eff.)				
Valvola	Tipo di controreazione impiegato: nessuna	sola bob. mob.	sola R_k	contr. mista
EL3	4,20	8,7	9,2	13,2
6V6	8,85	12,4	16,9	20,6
EL6	4,80	10,3	10,1	15,6
6L6	10,—	14,3	19,2	23,5
UL41	4,40	7,2	8,9	11,7
50L6	5,30	8,–	10,4	13,–

3. Considerazioni varie.

La Tabella 3 dà le tensioni richieste alle valvole preamplificatrici, nei vari casi esaminati. Si vede subito che, mentre i dati delle colonne 2 e 3 stanno nei limiti fissati inizialmente, non altrettanto può dirsi per l'ultima colonna. La controreazione mista si può quindi correttamente impiegare solo allorchè si usano le prime tre valvole; per la 6L6, se la preamplificatrice è una 6SQ7, invece di una EBC3, si richiede già una tensione di comando eccessiva; per le ultime due, ammesso che

la tensione anodica disponibile sia di 110 V, occorre ricordare che la distorsione della preamplificatrice risulterà almeno doppia che con tensioni normali; perciò la massima tensione alternativa che essa può fornire sarà di 10 V_{eff} anzichè di 20. Riassumendo si può consigliare la controreazione mista per le EL3, EL6, 6V6, mentre per le 6L6, UL41, 50L6 è preferibile impiegare una controreazione della sola bobina mobile.

Naturalmente l'impiego di qualsiasi controreazione è condizionato al fatto che una parte della sensibilità dell'apparecchio possa (o debba) essere sacrificata. Tuttavia, con valvole moderne (serie S oppure serie Rossa), si può dire che questo sia il caso normale, per tutti gli apparecchi ben progettati.

Quando si impiegano controreazioni relativamente forti, è invece indispensabile che l'amplificatore a B.F. abbia un guadagno superiore al normale. Se il fattore di controreazione supera 3 può già essere consigliabile provvedere in questo senso, per esempio impiegando la coppia di valvole 6SQ7-EL3 (EL6)

4. Conclusioni.

Per concludere l'argomento, riportiamo nella figura 6 l'andamento dell'amplificazione a B.F. nell'amplifica-

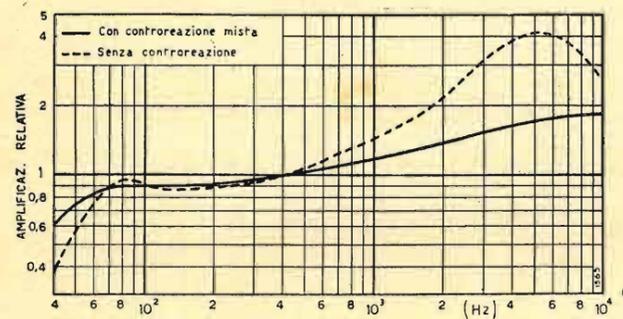



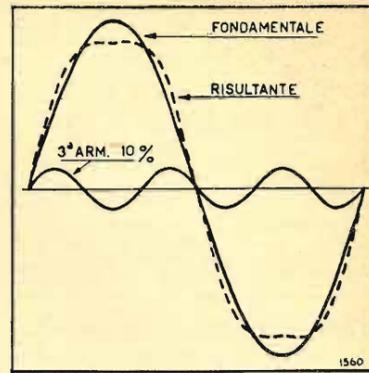
FIG. 6. - Risultati conseguibili con lo schema della figura 5.

tore di cui la figura 5 mostra lo schema. Con la debole controreazione impiegata, l'equilibrio tra i vari registri appariva particolarmente felice: naturalmente ciò era dovuto in buona parte all'altoparlante il quale forniva una riproduzione abbastanza fedele del registro basso, ed aveva una caratteristica di risposta senza punte notevoli. Tuttavia anche un altoparlante più modesto, che presentava punte nel registro 1500÷3000 Hz, ed era meno felice nella riproduzione del registro basso ([6]), appariva nettamente migliorato dalla controreazione applicata.

APPENDICE I.

Massima potenza erogabile.

Desideriamo spiegare brevemente il motivo per il quale gli amplificatori in controreazione siano talora

Fig. 7. - Diagramma dimostrante come l'aggiunta di una terza armonica ad un'onda pura possa ridurre il valore di picco, e come pertanto un'onda distorta possa consentire una potenza maggiore di un'onda pura avente lo stesso valore di picco.

giudicati meno potenti di altri, che ne differiscono solo perchè la controreazione viene eliminata.

Anzitutto è vero che la potenza disponibile è effettivamente alquanto minore, e non è difficile chiarirlo nel caso del pentodo, specialmente nel caso limite in cui compaiano solo armoniche dispari; caso peraltro abbastanza prossimo al reale. La caratteristica dinamica dei pentodi risulta sempre curva ai due estremi, nel senso che i picchi di una tensione sinoidale ne risultano appiattiti: se le due curvature sono identiche, siamo nel caso descritto e compaiono solo armoniche dispari; supporremo, per semplicità, che si tratti unicamente della terza. Le caratteristiche sono inoltre bruscamente limitate, in un senso dalla comparsa della corrente di griglia, nell'altro senso dall'interdizione della corrente anodica. La tensione alternativa massima che un pentodo può erogare nel circuito di placca è determinata dalla condizione che i picchi positivo e negativo corrispondano ai limiti sopra definiti, ammesso naturalmente che il carico anodico sia quello ottimo.

Si consideri ora un pentodo che possa erogare una tensione massima di picco pari a 135 volt, su resistenza di carico di 7000 Ω. Se la terza armonica è in fase ([7]) con la fondamentale, come si vede dalla figura 7, ad ogni picco della fondamentale corrisponde un picco di segno contrario per l'armonica, sicchè il valore di picco della risultante si ottiene per differenza tra i due valori. Un segnale distorto con picco di 135 V, contenente 10 % di terza armonica, si compone quindi di una fondamentale di 150 V, e di una armonica di 15 V.

La potenza è data allora da:

$$\frac{150^2 + 15^2}{2 \times 7000} = 1{,}623 \text{ watt.}$$

Supponendo ora, sempre nel caso estremo, che la controreazione sia tale da eliminare completamente la distorsione, la fondamentale non potrà superare 135 Volt picco, e la potenza si riduce a:

$$\frac{135^2}{2 \times 7000} = 1{,}301 \text{ watt.}$$

([6]) Rispetto all'altoparlante migliore si avevano i risultati seguenti: a 1800 Hz +7 dB; a 150 Hz −2 dB; a 2500 Hz +6 dB; a 100 Hz −6 dB; a 5000 Hz −5 dB.

([7]) Questa espressione, a rigore, è fisicamente priva di significato, ma viene correntemente usata per brevità. Si intenda nel senso, che ogni semiciclo della fondamentale ha inizio contemporaneamente ad uno dei semicicli omonimi dell'armonica.

Si deve inoltre osservare che, generalmente, l'equilibrio dei vari registri viene, dalla controreazione, spostato a favore del registro basso: ricordando quanto si è esposto poco sopra, possiamo affermare che la potenza massima, apparentemente, risulterà ancora minore.

Si osservi infine che la qualità di riproduzione migliora con la controreazione e che, soggettivamente, un suono gradevole appare sempre meno intenso di un suono sgradevole. Perciò la potenza apparente di un apparecchio sembra diminuita dalla controreazione.

APPENDICE II.

Resistenza interna di un circuito con controreazione.

A) CONTROREAZIONE MISTA:

Con le notazioni della figura 8 abbiamo:

$$V_1 = R_k I_a\,; \quad V_2 = nR_u I_a\,; \quad V_k = V_1 + V_2 = I_a(R_k + nR_u)\,;$$

$$I_a = V_g S R_{oa} / (R_{oa} + R_u)\,;$$

$$V_e = V_g + V_k = V_g\left(1 + SR_{oa}\frac{R_k + nR_u}{R_u + R_{oa}}\right).$$

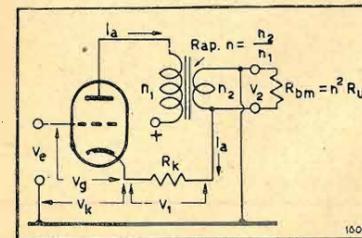



FIG. 8. - Circuito di principio della controreazione mista.

L'amplificazione A con controreazione risulta quindi:

$$[1] \qquad A = \frac{V_2/n}{V_e} = \frac{I_a R_u}{V_e} = \frac{SR_{oa}R_u}{R_{oa} + R_u} \cdot \frac{1}{1 + SR_{oa}\dfrac{R_k + nR_u}{R_u + R_{oa}}}$$

Nel primo termine è facile riconoscere l'amplificazione in assenza di controreazione:

$$[2] \qquad A_o = SR_{oa}\frac{R_u}{R_{oa} + R_u} = \mu\frac{R_u}{R_{oa} + R_u}\,;$$

pertanto il secondo termine è l'inverso del fattore di controreazione. Si ha cioè:

$$[3] \qquad F = A_o/A = 1 + SR_{oa}(R_k + nR_u)\,/\,(R_{oa} + R_u)\,.$$

La resistenza interna è notoriamente data dal rapporto fra la tensione a vuoto ($R_u = \infty$) e la corrente di cortocircuito ($R_u = 0$). La [1], tenuto conto che il limite di $R_u/(R_{oa} + R_u)$ per $R_u = \infty$ è 1 e che il limite di $(R_k + nR_u)/(R_{oa} + R_u)$ per $R_u = \infty$ è n, da:

$$\text{tensione a vuoto } AV_{e\,(R=\infty)} = V_e\frac{SR_{oa}}{1 + nSR_{oa}}\,;$$

Ponendo invece nella [1] $R_u = 0$ e ricavando la I_a si ottiene:

$$\text{corrente di cortocircuito} = V_e\frac{S}{1 + SR_k}\,.$$

Perciò la resistenza interna dello stadio risulta:

$$[4] \qquad R_a = \frac{\text{tens. a vuoto}}{\text{corr. di c. c.}} = R_{oa}\frac{1 + SR_k}{1 + nSR_{oa}}\,.$$

Allorchè $nR_{oa} = R_k$ si ottiene $R_a = R_{oa}$. Dalla [3] si ha inoltre che, quando questa condizione è soddisfatta, il valore di F non dipende più da R_u: si ha cioè un fattore di controreazione costante per tutte le frequenze pari a:

$$F = 1 + SR_k\,.$$

Da queste formule per la controreazione mista si ricavano immediatamente quelle per i due casi particolari:

B) CONTROREAZIONE DI TENSIONE DALLA BOBINA MOBILE.

Ponendo $R_k = 0$ dalle [3] e [4] si ottiene rispettivamente:

$$[3'] \qquad F = A_o/A = 1 + nSR_{oa}R_u\,/\,(R_{oa} + R_u)\,;$$

$$[4'] \qquad R_a = R_{oa}/(1 + nSR_{oa}) < R_{oa}\,.$$

La [4'] mostra che R_a può considerarsi costituita da due resistenze in parallelo pari rispettivamente a R_{oa} e $1/(nS)$.

Dalla [4] si può ricavare il rapporto:

$$R_{oa}/R_a = 1 + nSR_{oa}\,.$$

Questo risulta maggiore di F dal quale differisce infatti per la mancanza del fattore $R_u/(R_{oa} + R_u)$ sempre minore di 1 specialmente per i pentodi in cui $R_{oa} >> R_u$. Il fatto che $R_{oa}/R_a > F$ significa che, applicando la controreazione di tensione considerata, la resistenza interna R_a diminuisce assai più rapidamente dell'amplificazione A ([8]). Ciò appare anche molto chiaramente dalla tabella 1 ove, nella quarta colonna, è appunto riportata la resistenza interna che si ricaverebbe allorchè il fattore di controreazione F, ottenuto con l'inserzione della sola bobina mobile nel circuito del catodo, raggiungesse il valore indicato nella seconda colonna. A tale scopo occorrerebbe che il rapporto di trasformazione n avesse il valore dato dalla:

$$[5] \qquad n = \frac{R_{oa} + R_u}{SR_{oa}R_u}(F - 1).$$

Con tale valore di n si ottengono però, per la resistenza della bobina n^2R_u, valori più grandi di quelli normalmente realizzabili. Perciò, come s'è visto, con il circuito di figura 4 si raggiungono controreazioni più ridotte di quelle massime ammissibili.

Allorchè si desideri ottenere una controreazione più grande di quella consentita con un prefissato valore

([8]) Nei riguardi del coefficiente di adattamento, del quale è ampiamente trattato nell'articolo citato nella nota ([1]), questa circostanza è assai favorevole.

dell'impedenza della bobina mobile, si può avvolgere il secondario del trasformatore con un numero di spire n_2 corrispondente ad un rapporto n dato dalla [5] nel quale F sia il valore desiderato del fattore di controreazione. La bobina mobile si connetterà fra un'estremità di tale avvolgimento ed una presa intermedia stabilità in modo da ottenere sul primario il richiesto valore di R_u; la tensione di controreazione si ricaverà invece fra le due estremità dell'avvolgimento. Il tratto di avvolgimento che va dalla presa intermedia all'estremità superiore, essendo utilizzato nel solo circuito di controreazione, può essere effettuato con filo più sottile anche per occupare poco posto nel trasformatore.

C) Controreazione di corrente (R_k senza condensatore in parallelo).

Ponendo $n=0$ dalle [3] e [4] si ottiene rispettivamente:

$$[3''] \qquad F+A_o/A=1+SR_{oa}R_k/(R_{oa}+R_k)$$

$$[4''] \qquad R_a=R_{oa}(1+SR_k)>R_{oa}.$$

Quest'ultima mostra che R_a può considerarsi costituita da due resistenze in serie pari rispettivamente a R_{oa} ed a $R_{oo}R_kS$. Paragonando queste espressioni come si è fatto nel caso precedente si giunge alla conclusione che R_a è quasi direttamente proporzionale ad F; in realtà essa cresce un po' più rapidamente di F. Queste circostanze sono generalmente sfavorevoli e rendono questo tipo di controreazione poco consigliabile.

AGLI ABBONATI

Comunichiamo che il Centro di Documentazione Elettrotecnica dell'Università di Padova - praticherà per i nostri abbonati uno sconto del 20 % sulla quota di abbonamento al

BOLLETTINO DI DOCUMENTAZIONE ELETTROTECNICA

(BIBLIOGRAFIA ITALIANA)

che risulta così ridotta da L. 1000 a L. 800.

ANTENNE RICEVENTI PER M. F. E TELEVISIONE (*)

per. ind. RAOUL ZAMBRANO

SOMMARIO. A completamento di un precedente articolo (1) *sulle antenne riceventi per onde ultra-corte, vengono brevemente trattati i dipoli ripiegati (folded) ed i sistemi multipli ad elementi sovrapposti per la ricezione del canale a modulazione di frequenza e di ciascun canale televisivo.*

RÉSUMÉ: À complément d'un article précédent (1) *sur les antennes réceptrices pour ondes ultra-courtes, on traite brèvement les dipoles repliés (folded) et les systèmes multiples à éléments superposés pour la réception du canal à modulation de fréquence et de chaque canal de télévision.*

SUMMARY: In continuation of a previous article (1) *on receiving antennas for ultra short waves, a description is given of the folded dipoles and the stacked arrays for television and FM channels.*

1. Premessa.

L'istallazione di un ricevitore televisivo è più complessa di quella di un ricevitore normale comprendente, sia la ricezione normale a modulazione di ampiezza, sia la ricezione a modulazione di frequenza. I vari problemi che sorgono, allorquando in un'area urbana o no si vuole istallare un televisore, riguardano principalmente l'antenna.

All'estero, e specialmente negli S.U.A., una sola antenna serve spesso molti televisori, per esempio tutti quelli in funzione nell'edificio considerato. In tal caso la sistemazione della o delle antenne implica anche la selezione, l'eventuale preamplificazione e la distribuzione dei segnali (2). Questo vero e proprio servizio centralizzato è necessario nei grandi fabbricati nei quali si possono avere alcune centinaia di teleutenti collegati alla medesima fonte.

In Italia ciò, almeno per ora, non è necessario.

La risoluzione di alcuni problemi relativi alla installazione di una antenna ricevente si riferiscono principalmente alla sua altezza, guadagno, direzione e infine all'adattamento ottimo verso la linea di trasmissione e quindi verso il televisore.

Il sistema d'antenna assume poi una particolare importanza nelle zone urbane ove non tutti i ricevitori televisivi possono direttamente « *vedere* » con la loro antenna ricevente, quella del trasmettitore. In questo caso si cerca di effettuare o di migliorare la ricezione dirigendo l'aereo ricevente verso il fronte d'onda riflesso da qualche superficie che si trovi tra l'antenna trasmittente e quella ricevente.

Un semplice dipolo non è, in generale, sufficentemente direttivo; quindi esso può captare, oltre all'onda principale, anche onde riflesse o rifratte nocive. Queste producono sdoppiamenti nell'immagine ricevuta. Si ovvia a questo inconveniente rendendo l'antenna più direttiva con elementi parassiti posti dietro e davanti al dipolo (fig. 1 *a* e *b*) che aumentano o diminuiscono il guadagno del dipolo in una direzione fissata (1).

Un altro inconveniente che si manifesta frequentemente nella ricezione televisiva è dovuto alla captazione di vari disturbi provocati tra l'altro dalle scintille d'accensione nei motori a scoppio, dagli apparecchi elettromedicali e da altre emissioni ricche di armoniche spurie nelle gamme televisive.

I primi provocano una serie di tratti (bianchi, se

(*) Pervenuto in prima stesura il 29-VIII-1949 ed in seconda il 30-X-1949. Revisione ultimata il 23-XI-1949. (427)

(1) R. Zambrano: *Antenne riceventi per onde ultra corte.* « Elettronica », II, 4, giugno 1947, p. 147.

(2) D. G. Fink: *Television Antennas for Apartments.* « Electronics », XX, 5 maggio 1947, p. 96. Recensito su « Elettronica », II, 9, nov. 1947, p. 360.

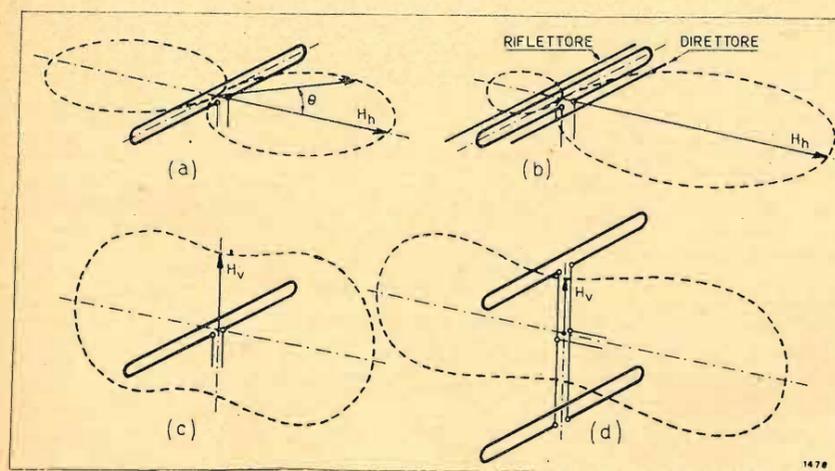



Fig. 1. - *a*) Diagramma del campo orizzontale Hh creato da un solo dipolo chiuso; il vettore diminuisce secondo cos Θ.
b) Abbinando al dipolo due elementi passivi, un direttore ed un riflettore, il diagramma si deforma ed assume la forma indicata.
c) Diagramma del campo verticale Hv per un solo dipolo chiuso;
d) Un sistema di due dipoli sovrapposti ha un diagramma più sviluppato in direzione orizzontale.

la modulazione è positiva, e neri se la modulazione è negativa) che attraversano lo schermo. I disturbi provocati da apparati elettromedicali (diatermia, ecc.) generano immagini a spina di pesce attraverso lo schermo ([3]). Per eliminare questi inconvenienti bisogna ridurre il più possibile i disturbi. Un mezzo per raggiungere questo scopo è quello di ridurre l'angolo verticale del fascio di ricezione in quanto la maggior parte delle interferenze e dei disturbi proviene dal basso.

Questa riduzione avviene già in maniera soddisfacente adottando un sistema ricevente a due dipoli sovrapposti (fig. 1 *c* e *d*).

Le antenne a dipoli semplici con o senza elementi parassiti sono state descritte in un precedente articolo ([1]). Nel presente verranno esaminati i cosiddetti « folded dipole » cioè i dipoli ripiegati ed i sistemi sovrapposti (stacked) di dipoli ripiegati.

2. Resistenza di irradiazione di un dipolo.

Affinchè l'impiego del dipolo ripiegato risulti chiaro ad ognuno è necessario richiamare brevemente alcuni concetti fondamentali su questo sistema irradiante.

Per ogni sistema che irradi nello spazio onde elettromagnetiche si definisce « resistenza di irradiazione » il valore R_i della resistenza data dal rapporto:

$$R_i = P_i / I^2 \qquad [1]$$

fra la potenza P_i effettivamente irradiata nello spazio ed il quadrato del valore efficace della corrente I inviata nel sistema radiante, misurata nel punto di alimentazione.

Com'è noto, un dipolo hertziano distante dalla terra o da altri conduttori, crea un campo che si propaga sfericamente.

La potenza irradiata in uno spazio sferico di raggio r è data da ([4]):

$$P_i = \frac{2}{3}\,\pi\,\mu u \left(\frac{l\,I}{\lambda}\right)^2 \qquad [2]$$

dove $\mu = \mu_0 = 1{,}256\ \mu\text{H/m}$; $u = 2{,}997 \cdot 10^8$ m/s.

Dalla espressione [2] sostituendo i valori si ricava la espressione di R_i che risulta:

$$R_i = 790\left(\frac{l}{\lambda}\right)^2. \qquad [3]$$

Nella [3] con l viene indicata la lunghezza teorica del dipolo, che in risonanza dovrebbe essere pari a $\lambda/2$. In realtà il valore effettivo da introdurre nella [3] deve essere diminuito in ragione della *costante di propagazione* k che varia all'incirca fra 0,93 e 0,96 in funzione del rapporto $\lambda/(2d)$ ove d è il diametro del conduttore di cui è formato il dipolo ([5]); si ha quindi $l = k\lambda/2$. Occorre introdurre inoltre il *fattore di forma* α per tener conto che la distribuzione della corrente lungo il dipolo non è uniforme. Supponendo una distribuzione sinusoidale come quella che si ha in un dipolo sufficientemente lontano da terra risulta: $\alpha = 0{,}637$ ([6]). Introducendo i valori suddetti nella [3] si ottiene:

$$R_i = 790\left(\frac{k\alpha}{2}\right)^2 = 72 \div 76\ \Omega. \qquad [4]$$

La figura 2 fornisce la percentuale di diminuzione della lunghezza del dipolo rispetto al valore teorico $\lambda/2$, in funzione di $\lambda/(2d)$.

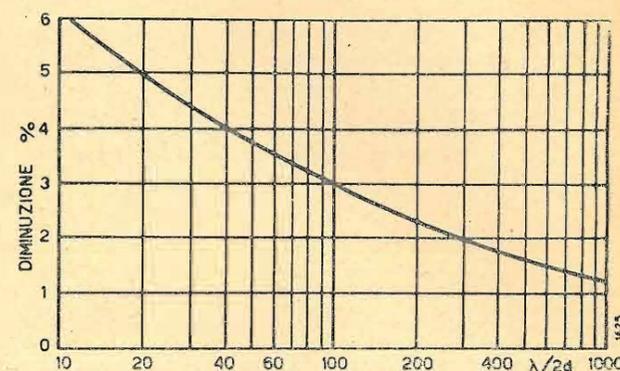



FIG. 2. - Diminuzione percentuale della lunghezza di un dipolo in funzione del rapporto $\lambda/2d$.

Al valore teorico della resistenza di irradiazione definito dalla [4], corrispondente alla potenza effettivamente irradiata, occorre aggiungere la resistenza ohmica offerta dal conduttore alla frequenza considerata che dà origine a perdite di potenza, ma che di solito è abbastanza piccola.

Esistono peraltro molte cause che in pratica riducono, in misura talora notevole, la resistenza d'irradiazione. In primo luogo la presenza della terra e di altri conduttori estranei. Questi però, se non sono conduttori accordati sulla frequenza di lavoro e se sono disposti a distanze superiori a qualche lunghezza d'onda, producono una riduzione limitata della resistenza d'irradiazione.

Naturalmente molto più importante è la riduzione della resistenza d'irradiazione allorchè si accoppiano al dipolo attivo uno o più dipoli passivi.

Com'è noto questi vengono aggiunti allo scopo di ottenere particolari caratteristiche direttive. Il dipolo passivo viene chiamato *riflettore* se è posto dietro al dipolo attivo ed è invece chiamato *direttore* se esso è posto davanti al dipolo attivo ([7]). La massima efficacia come riflettore si ottiene disponendo il dipolo passivo ad una distanza poco critica compresa fra 0,15 e 0,20 λ dal dipolo attivo, mentre la massima efficacia come direttore si ottiene invece disponendo il dipolo passivo davanti a quello attivo ad una distanza compresa fra 0,08λ e 0,13 λ. Tenendo conto di una costante di propagazione $k = 0{,}95$ le lunghezze dei diversi dipoli possono essere:

dipolo attivo $l = 0{,}95\lambda/2$; riflettore $l = \lambda/2$; direttore $l = 0{,}91\lambda/2$.

Come s'è detto la presenza di questi dipoli passivi diminuisce fortemente la resistenza d'irradiazione ([8]) che può ridursi a soli 10÷15 ohm.

([3]) S. D. PRENSKY: *TV Test pattern quiz.* « Radio Electronics », XX, 6, marzo 1949, p. 32.
([4]) G. DILDA: *Radiotecnica*, Vol. II, III ediz. 1945, p. 18. Levrotto & Bella, Torino.
([5]) Loco cit. nota ([1]) fig. 4 a pag. 148.
([6]) Loco cit. nota ([4]) pag. 23.
([7]) Loco cit. nota ([1]) fig. 7.
([8]) Loco cit. nota ([1]) fig. 6.

Si può ottenere un favorevole compromesso tra il guadagno ottenuto inserendo nel sistema un elemento riflettore, e la relativa diminuzione della resistenza d'irradiazione. Infatti se la spaziatura del riflettore è di 0,25 λ la resistenza d'irradiazione risulta pari a circa l'80 % di quella del dipolo singolo mentre il guadagno dovuto all'effetto di riflessione è lievemente minore di quello massimo che come s'è detto si raggiunge con una spaziatura di circa 0,15÷0,2 λ.

3. Dipolo ripiegato.

Per ottenere il massimo effetto da un'antenna occorre trasferire dal generatore all'antenna (in trasmissione) o dall'antenna al ricevitore (in ricezione) la massima potenza possibile. Com'è ben noto, ciò succede quando la resistenza di carico offerta dall'antenna è quella adatta per il generatore considerato (trasmissione) o quando il ricevitore presenta un'impedenza d'ingresso uguale a quella dell'antenna, che per il ricevitore rappresenta la sorgente di tensione, cioè il generatore (ricezione).

D'altra parte, poichè l'antenna è generalmente connessa al ricevitore o al generatore attraverso una linea, affinchè questa non modifichi le suddette condizioni di adattamento e quindi non riduca notevolmente il trasferimento di potenza ([9]), occorre che essa presenti una impedenza caratteristica uguale a quella dell'antenna.

Per una serie di ragioni è opportuno che la resistenza di irradiazione dell'antenna, a cui devono quindi essere adattate quelle della linea e d'ingresso del ricevitore (o di uscita del generatore) non sia troppo piccola. Infatti per resistenze inferiori ad una cinquantina di ohm risulta difficile e costoso costruire una linea la cui resistenza ohmica sia trascurabile rispetto a quella di adattamento e quindi le perdite lungo la linea divengono importanti. In secondo luogo è difficile attuare linee con impedenza caratteristica così bassa; infatti per una linea a fili paralleli la distanza dovrebbe essere limitata a circa 1,1÷1,2 volte il diametro di ogni conduttore e per una linea coassiale il diametro interno del conduttore cavo dovrebbe essere appena doppio di quello interno ([10]).

Per le condizioni sin qui esposte è utile quindi servirsi di un sistema di aereo che presenti una impedenza caratteristica più elevata di quella del semplice dipolo. All'uopo ci si serve ormai generalmente del *dipolo ripiegato* su se stesso (folded dipole) che assume l'aspetto indicato in figura 3.

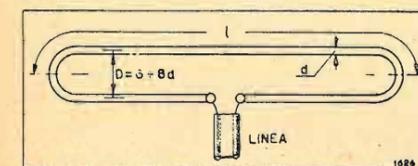



FIG. 3. - Dipolo ripiegato (folded dipole).

Questa conformazione fa sì che esso presenti fra i suoi capi una impedenza caratteristica quattro volte maggiore di quella del dipolo semplice. Infatti un dipolo ripiegato si può ritenere equivalente a due dipoli alimentati in serie (fig. 4). In tali condizioni i campi creati da ciascun dipolo elementare si sommano in una direzione ortogonale al piano dell'intero dipolo ripiegato mentre gli effetti non sono proprio in concordanza di fase nelle altre direzioni. Ciò favorisce una concentrazione del campo sul piano orizzontale (fig. 1 *c*) come verrà messo in evidenza più avanti.

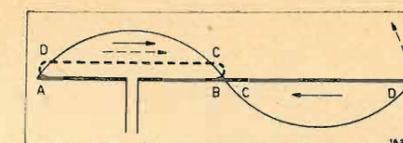



FIG. 4. - Rappresentazione della costruzione di un dipolo ripiegato. Il dipolo *C*, *D*, alimentato in serie da quello principale, assume una distribuzione di corrente tale che, ripiegato in modo da unire i punti *D*, *A*, esso ha fase concordante con il dipolo principale.

E' ovvio che un dipolo ripiegato irradia complessivamente la stessa potenza P_i di un dipolo semplice allorchè la corrente è la metà; perciò la sua resistenza d'irradiazione R_i diventa, secondo la [1]:

$$R_i' = \frac{P_i}{(I/2)^2} = 4\frac{P_i}{I^2} = 4\,R_i\,. \qquad [5]$$

Quindi se il dipolo ripiegato è isolato nello spazio esso presenta una resistenza d'irradiazione di circa 300 ohm. La linea che costituisce la discesa di aereo dovrà quindi avere anch'essa una impedenza caratteristica di 300 ohm.

L'aumento della resistenza di irradiazione tra l'altro è molto importante specie in televisione in quanto consente di ricevere una banda maggiore. Diremo, a tale proposito, che anche un maggior diametro del conduttore favorisce la ricezione a larga banda.

Per la scelta della lunghezza del dipolo ripiegato in relazione alla frequenza del canale televisivo da ricevere sarà agevole usare la tabella seguente:

Canale	Limiti di freq. F_1 F_2	Freq. cent. canale MHz	Lunghezza d'onda m	Dipolo ripieg. lungh. m ; $k = 0{,}95$	Dipolo. rip. costr. con linea da 300 Ω * m
2	54-60	57	5,26	2,50	2,16
3	60-66	63	4,76	2,26	2,04
4	66-72	69	4,35	2,06	1,86
5	76-82	79	3,8	1,80	1,56
6	82-88	85	3,53	1,76	1,44
7	174-180	177	1,7	0,81	0,70
8	180-186	183	1,64	0,78	0,67
9	186-192	189	1,58	0,75	0,65
10	192-198	195	1,54	0,73	0,63
11	198-204	201	1,49	0,71	0,61
12	204-210	207	1,45	0,69	0,59
13	210-216	213	1,4	0,67	0,57
Freq. basse	54-88	69	4,35	2,05	—
Freq. alte	174-216	194	1,54	0,74	—
M. F.	88-108	98	3,06	1,48	—

(*) linea normale da 300 Ω con isolamento in politene - Costo di propagazione $K = 0{,}22$.

In essa sono calcolate le lunghezze del dipolo ripiegato per ogni canale televisivo e per il centro canale della modulazione di frequenza. Vengono date inoltre le lunghezze di due dipoli atti a ricevere con discreto rendimento l'insieme dei canali delle frequenze inferiori (54-88 MHz) e di quelle superiori (174-216 MHz). Per attuare (fig. 3) questi due dipoli occorre tener presente

([9]) Loco cit. nota ([1]) fig. 9.
([10]) Loco cit. nota ([1]) fig. 8.

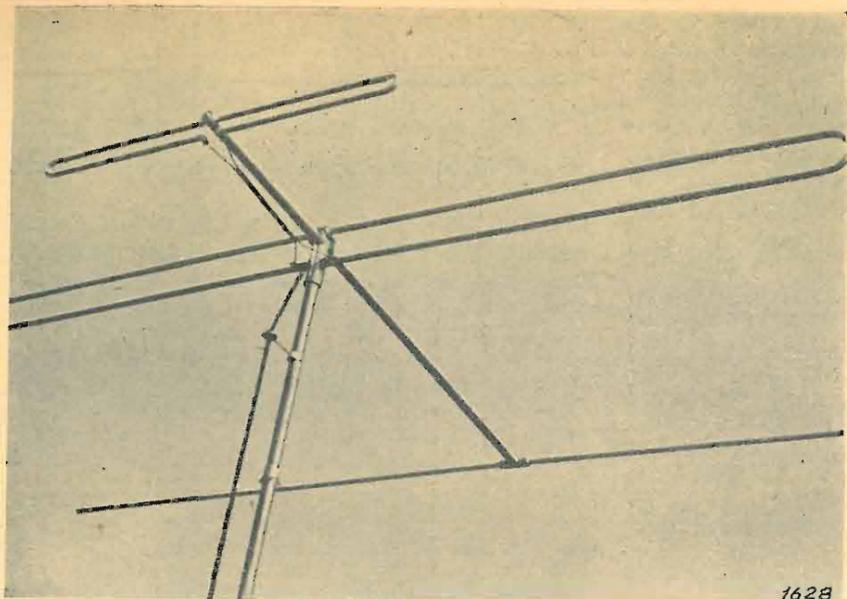



FIG. 5. - Dipolo ripiegato Amphenol Inc. per la ricezione dei canali televisivi basso ed alto (*fotografia dell'autore*).

quanto detto a proposito della larghezza di banda che in questi casi è una percentuale rilevante della frequenza di centro canale (rispettivamente 49 % e 22 %).

La tabella fornisce inoltre le dimensioni di dipoli adatti a ricevere ciascun canale televisivo separatamente, e costruiti con normale linea bifilare isolata da discesa (vedi figura 8). Dato il loro diametro relativamente piccolo rispetto alla lunghezza essi costituiranno dei dipoli in grado di ricevere una sola gamma televisiva.

Le lunghezze degli elementi parassiti da abbinare al dipolo ripiegato non vengono qui calcolate. Essi in genere, rispetto al dipolo presentano un aumento di lunghezza del 5 % per il riflettore ed una diminuzione del 4 % per il o i direttori. Gli elementi parassiti sono costituiti da un semplice tubo diritto.

I sistemi di antenna che di preferenza vengono costruiti per la ricezione televisiva sono composti (U.S.A.) da due dipoli ripiegati di lunghezza adatta per le frequenze di centro canale indicate dalla tabella; questi dipoli posseggono un unico elemento parassita, il riflettore e, per le considerazioni sopra esposte, il dipolo per le frequenze minori è di diametro maggiore. Essi sono adatti a ricevere onde polarizzate orizzontalmente. La fotografia di figura 5 illustra un tale tipo di antenna.

4. Antenne ad elementi sovrapposti.

Un sistema di antenna ricevente che consente di accentuare la sua direttività nel piano orizzontale è costituito da due (o più) dipoli ripiegati posti uno sopra l'altro [11] ad una distanza pari a $k\lambda/2$. I due dipoli devono naturalmente essere alimentati in fase; ciò può essere ottenuto sia collegando la linea al dipolo inferiore ed incrociando i fili del tratto di linea di connessione col dipolo superiore (fig. 6 *a*), sia connettendo la linea di discesa al centro del tratto di linea che collega i due dipoli i cui fili, in questo caso, non devono essere incrociati (fig. 6 *b*).

Se i segnali provengono in direzione orizzontale ovviamente le tensioni indotte sui due dipoli sono in fase e tendono a sommarsi; se invece i segnali provengono da altre direzioni, per esempio dal basso, come generalmente succede per i disturbi, le tensioni indotte nei due dipoli sono sfasate e l'effetto complessivo è tanto minore quanto più inclinata è la direzione di provenienza dei segnali rispetto al piano orizzontale. Naturalmente l'effetto direttivo sul piano orizzontale rimane inalterato e può essere al solito accentuato mediante riflettori e direttori applicati ad ambedue i dipoli (v. fig. 7).

Per quanto riguarda l'adattamento dell'impedenza del sistema a quella della linea si possono fare le seguenti considerazioni:

Supposto che il tratto di linea che unisce i due dipoli abbia anch'esso, come ognuno dei due dipoli presi singolarmente, una impedenza di 300 ohm, i due dipoli risultano in parallelo fra loro e quindi l'impedenza del sistema risulta di 150 ohm. Naturalmente l'impedenza risulta ancora minore se il sistema comprende anche elementi passivi (riflettori, direttori).

[11] E. M. NOLL e M. MANDL: *Antennas for television.* «Radio Electronics», XX, n. 8, maggio 1949, p. 30.

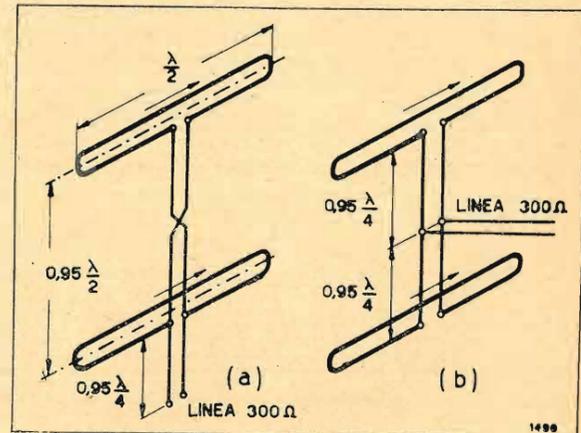



FIG. 6. - Connessioni di linea e tronchi di adattamento d'impedenza, per due sistemi sovrapposti di dipoli ripiegati.

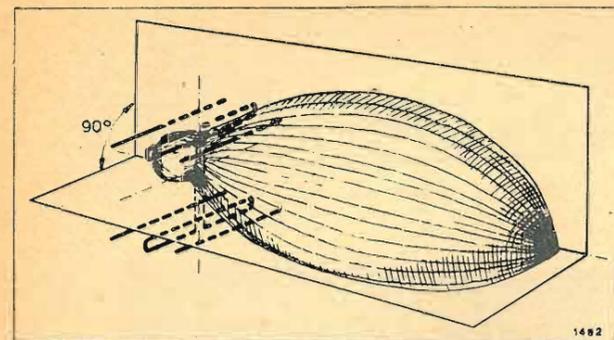



FIG. 7. - Rappresentazione, mediante un solido, del campo creato da un sistema di due dipoli sovrapposti con elementi passivi.

Normalmente, come s'è già detto, l'impedenza d'ingresso dei ricevitori, e quella caratteristica delle linee di discesa sono dell'ordine di 300 ohm. Per ottenere quindi un buon rendimento dal sistema è necessario attuare l'adattamento fra il sistema d'antenna e la linea. Com'è noto tale adattamento d'impedenza può essere ottenuto nel modo più semplice con un tratto di linea avente le seguenti caratteristiche:

lunghezza della linea di adattamento: $k\lambda/4$

sua impedenza caratteristica $Z = \sqrt{Z_1 \cdot Z_2}$

dove Z_1 e Z_2 sono le impedenze caratteristiche degli elementi da adattare (antenna e linea).

Applicando questi principi al caso di figura 6 *a* occorre unire i morsetti del sistema dei due dipoli alla discesa, costituita da una linea di 300 ohm, con un tratto di linea lungo $k\lambda/4$ avente impedenza caratteristica di:

$$\sqrt{150 \cdot 300} = 210 \text{ ohm}$$

cioè un rapporto fra la distanza D tra i fili e il diametro d di ciascun filo di: $D/d = 3 \div 3{,}5$ [12].

[12] Loco cit. nota [1] fig. 8.

Invece nel caso di figura 6 *b* per ottenere l'adattamento si può utilizzare il tratto di linea che unisce ciascun dipolo alla linea di discesa la cui lunghezza è appunto $k\lambda/4$ giacchè la distanza fra i due dipoli è, com'è detto $k\lambda/2$. Per ottenere l'adattamento occorre che ciascun dipolo presenti verso la linea di discesa l'impedenza di 600 ohm cosicchè i due dipoli in parallelo presenteranno sulla linea un'impedenza di 300 ohm uguale cioè a quella desiderata. A tale scopo occorre che la linea di connessione fra i due dipoli presenti un'impedenza di:

$$\sqrt{600 \cdot 300} = 420 \text{ ohm}$$

cioè un rapporto $D/d = 15 \div 17$.

5. Esempi pratici di antenne a dipolo.

Desideriamo infine fornire i dati di due tipi di antenne a dipoli ripiegati di facile costruzione:

ANTENNA PER TUTTI I CANALI TELEVISIVI.

E' composta di due dipoli ripiegati, accordati sulle frequenze di centro banda dei canali televisivi bassi ed alti e di un riflettore. Le dimensioni costruttive (vedi anche fig. 5) sono le seguenti:

lunghezza (riferirsi alla fig. 3) dipolo grande 2,04 m; lunghezza dipolo piccolo 0,75 m; lunghezza riflettore 2,75 m; distanza fra dipolo grande e piccolo 0,37 m; distanza tra dipolo grande e riflettore 0,97 m; distanza tra i rami in parallelo del dipolo grande 0.07 m; tra i rami del dipolo piccolo 0,04 m.

La lunghezza del riflettore è maggiore di quella che si otterrebbe applicando le espressioni riportate nel paragrafo 2. Ciò dipende dal fatto che, per non diminuire oltre un certo limite la resistenza di irradiazione del dipolo ripiegato delle frequenze più basse, il riflettore è posto alla distanza di circa 0,23 λ dal dipolo e si sfrutta lo sfasamento della corrente indotta per ottenere un aumento di riflessione [13].

(*continua a pag 3*)

[13] G. H. BROWN: *Directional Antennas.* Proc. I.R.E., XXV, 1, genn. 1937, p. 78.

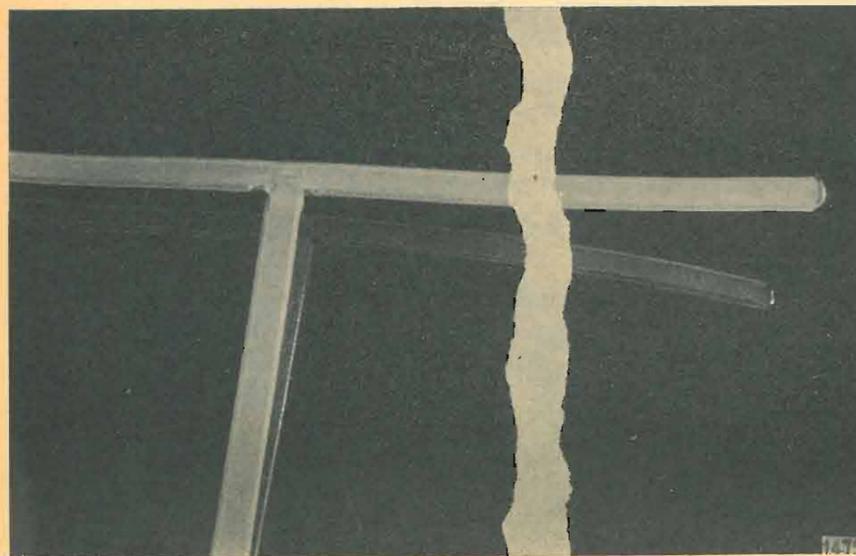
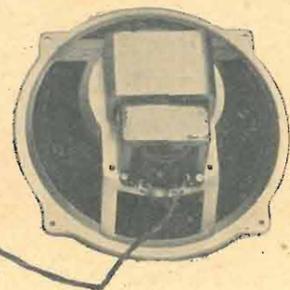
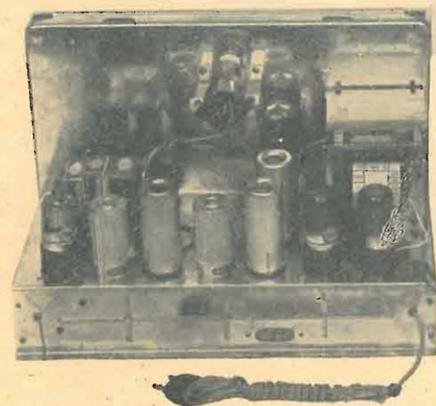
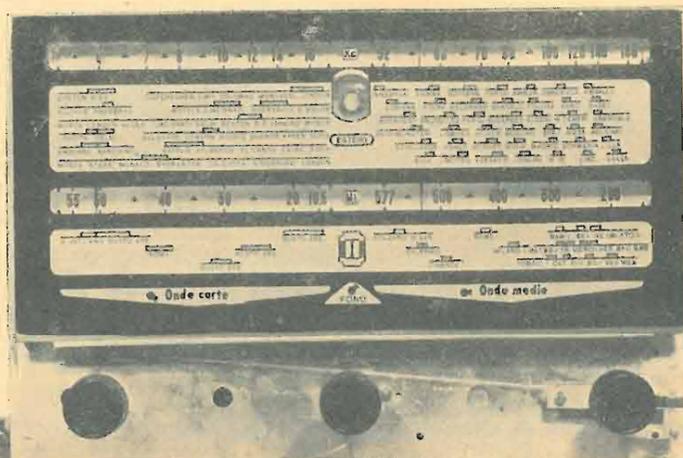



FIG. 8. - Esempio di dipolo ripiegato adatto per un solo canale televisivo od una stazione. F.M. Esso è realizzato con linea bifilare da discesa (Politene-Pirelli) da 300Ω. Presso le estremità si possono praticare due fori per attaccarlo ai tiranti di sostegno (*esecuzione e fotografia dell'autore*).

Officina Costruzioni Radio-Elettriche S. A.

MILANO
PIAZZA CADORNA 11 . TEL. 12.284

NOVATE MILANESE
VIA CESARE BATTISTI 21 . TEL. 97.801 . 97.802

CHASSIS Tipo 517 per radiogrammofono

Serie Vocedoro

Caratteristiche:
7 valvole più occhio magico.
2 gamme d'onda a grande estensione e fono (Gruppo P8/F/515).

Gamme coperte:
O. M. da 520 a 1605 Kc - 188 a 580 mt.
O. C. da 5,6 a 16,5 Kc - 18,5 a 53 mt.

Controlli:
sintonia, comando di gamma, regolatore di volume e regolatore di tono.

Valvole usate:
6TE8 G.T. - 6SK7 G.T. - 6SQ7 G.T. - 6J5 G.T. - E5 G.T. - 6V6 - 6V6 - 5Y3.

Potenza di uscita:
circa 8 watt in assenza di distorsione apprezzabile.

Sensibilità media:
10 microvolt.

Rapporto immagine:
da 36 a 56 db. sulla gamma O.M.

Attenuazione di M. F.:
da 21 a 37 db. sulla gamma O.M.

Assorbimento a pieno carico dalla rete:
circa 70 volt-A.

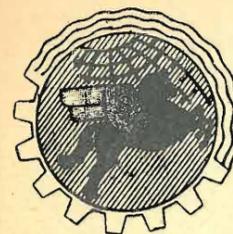
Tensioni di rete:
da 110 a 220 volt - 42-60 periodi.

Scala parlante:
a forte demoltiplicazione, con ampio quadrante di cristallo a specchio a due colori, con divisioni tra stazioni estere e nazionali e doppio indice. Nella scala è incorporato l'occhio magico.

Altoparlante:
tipo Nova VOCEDORO 240 m/ alnico a grande eccitazione.

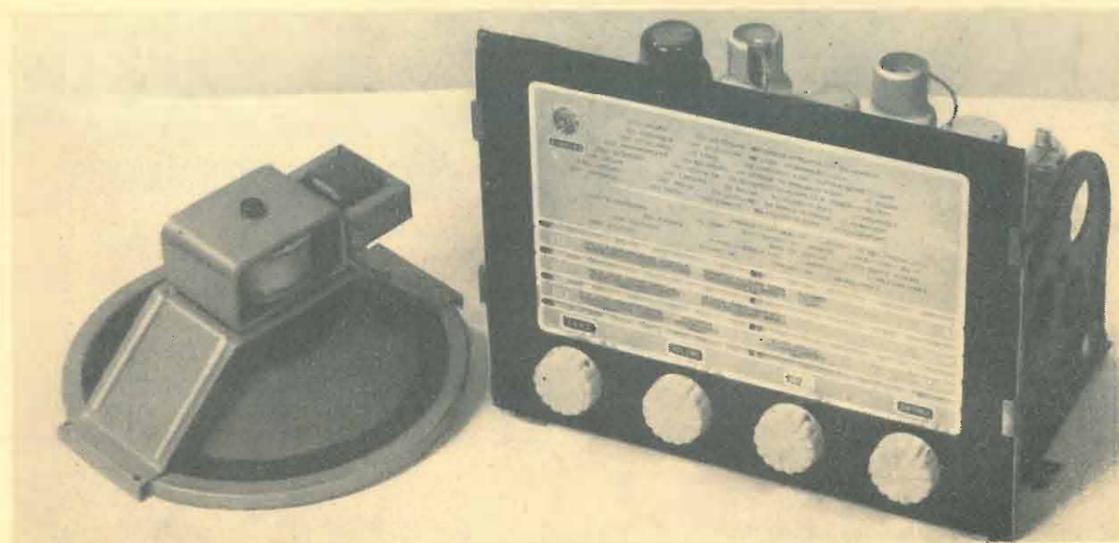
E 2

Spett. Ditta NOVA S. A.
MILANO . Piazza Cadorna 11

Vi preghiamo volerci inviare i prospetti illustrativi del V/s apparecchio radio 6N7 E/11.

S.I.B.R.E.M.S

GENOVA
MILANO

SCATOLA DI MONTAGGIO ED 14 A

Per costruzione di ricevitore a 5 valvole, 4 gamme d'onda. Impiega il Gruppo di alta frequenza a tamburo rotante tipo AFT 4/Ars. Circuito di bassa frequenza con controllo di tono a controreazione. Altoparlante elettrodinamico tipo 22 E 6.

altre costruzioni **SIBREMS:**

ALTOPARLANTI ELETTRO E MAGNETODINAMICI
TRASFORMATORI DI MEDIA FREQUENZA
GRUPPI DI ALTA FREQUENZA
CONDENSATORI VARIABILI
CENTRALINI AMPLIFICATORI

S.I.B.R.E.M.S *s. r. l.*

Sede: **GENOVA**
Via Salata 35 . Telefono 58.11.00 - 58.02.52

Filiale: **MILANO**
Via Bonaventura Cavalieri 1 A
Telef. 63.26.17 - 63.25.27

RAPPRESENTANTI ESCLUSIVI:

LIGURIA - Pasini & Rossi, GENOVA, Via SS. Giacomo e Filippo 31
PIEMONTE - Perino Mino, TORINO, Via Pietro Giuria, 36
VENETO E MANTOVA - Cometti Cesare, VERONA, Piazza Bra, 10
EMILIA - Pelliccioni Luigi, BOLOGNA, Via Val d'Aposa, 11
TOSCANA - Frigerio Roberto, FIRENZE, Via J. da Diacceto, 8
MARCHE - UMBRIA - ABRUZZI - Tommasi Dr. Luciano, PERUGIA Casella Postale n. 154
CAMPANIA - BASILICATA - CALABRIA - Savastano Luigi, NAPOLI, Via Roma 3
PUGLIA - Caputo Augusto, GALATONE (Lecce), Largo Chiesa, 10
SICILIA - Barberis Salvatore, CATANIA, Via della Loggetta, 10
SARDEGNA - Planta Olivi Remigio, CAGLIARI, Via S. Beneaetto

RASSEGNA DELLA STAMPA RADIO-ELETTRONICA

G. Castelnuovo: ***Il problema della copertura del territorio nazionale con più programmi radiofonici diversi.*** « Radiocorriere », XXVI, n. 52, 25 dicembre 1949, p. 10-13, con 7 figure e 2 tabelle.

La Conferenza di Copenaghen, che ha effettuato una nuova ripartizione delle onde medie tra le varie nazioni della regione europea da applicarsi dal 15 marzo 1950, ha assegnato all'Italia tre frequenze esclusive, due quasi esclusive (perchè condivise con stazioni lontane di piccola potenza); cinque condivise e un'onda comune internazionale.

Lo studio delle possibilità offerte da tale assegnazione alla sistemazione della rete radiofonica italiana è complicato dal fatto che la Conferenza suddetta non solo ha fissato le frequenze, ma ha anche limitato le potenze massime delle singole stazioni trasmittenti, nonchè stabilito le località in cui, di massima, le stesse dovrebbero essere installate, come risulta dalla tabella I.

Le figure 1 e 2 indicano le condizioni di propagazione delle attuali stazioni rilevate recentemente da una laboriosa campagna di misure effettuata in tutto il territorio nazionale.

In base a questi dati ed attraverso una lunga serie di calcoli di previsione è stato eseguito un progetto di ripartizione delle stazioni italiane che è riassunto nella tabella II.

Le nuove stazioni, sempre secondo i calcoli di previsione, dovrebbero consentire una distribuzione del campo dei due programmi come quella indicata nelle figure 3 e 4 che risulta essere notevolmente migliore di quella corrispondente alla situazione attuale (figure 1 e 2). Infatti in base ad esse mentre il primo programma potrà essere ascoltato con piena soddisfazione quasi dal 100 % degli italiani il secondo potrà essere ascoltato dall'80 % circa.

Per quanto riguarda l'attuazione di questo programma la RAI sta ora verificando, con piccoli trasmettitori installati provvisoriamente, l'aderenza dei risultati effettivi con le previsioni teoriche e scegliendo sul posto le dislocazioni più opportune per i vari trasmettitori. D'altro canto essa ha passato all'industria nazionale gran parte delle ordinazioni relative ai nuovi impianti previsti. L'installazione è peraltro subordinata anche all'estensione della rete dei circuiti musicali.

Per la diffusione di un terzo programma si fa assegnamento sui trasmettitori a modulazione di frequenza che potranno però anche essere utilizzati per irradiare i due primi programmi in quelle poche zone periferiche

Tabella I

Frequenza in kHz	Lunghezza d'onda in m	Stazioni italiane stabilite dal Piano	Massima potenza globale ammessa in kW	Paesi stranieri che condividono la stessa onda
566	530	Catania - Palermo	15	Irlanda
656	457,3	Bolzano - Firenze I - Napoli I - Torino I	225	URSS
845	355	Roma I	150	—
899	333,7	Milano I	150	—
1034	290,1	Torino II	10	Estonia - Portogallo
1061	282,7	Cagliari	10	Danimarca - Portogallo
1115	269	Bari I - Bologna I - Sanremo	105	Norvegia
1331	225,3	Genova I - Messina - Pescara - Roma II - Venezia I	175	—
1367	219,4	Caltanisetta	25	Polonia - Portogallo - Danimarca
1448	207,18	Ancona - Firenze II - Genova II - Milano II Napoli II - Venezia II	93	Portogallo - Svezia
1484	202,15	Stazioni ripetitrici	—	Onda com. internaz.
1578	190,1	Gruppo sincronizz. it.	10	Norvegia

Elenco delle frequenze assegnate all'Italia dal Piano di Copenaghen.
Per assicurare una miglior copertura del territorio nazionale il progetto pratico di sistemazione della rete radiofonica italiana comporta molti spostamenti nella ripartizione delle stazioni, come risulta dalla tabella II.

Limitata in tal modo la libertà d'azione per impegni di carattere internazionale, si trovano d'altra parte nuovi vincoli dipendenti dalle condizioni particolari di propagazione delle onde elettromagnetiche sul territorio nazionale, la cui natura accidentata ostacola la ricezione a distanza di molti nostri trasmettitori.

Si può considerare senz'altro risolto il problema della copertura con un programma, inoltre rimane nell'attrezzatura attuale, e più ancora in quella futura, margine sufficente per estendere alla quasi totalità del territorio nazionale l'ascolto di due programmi diversi.

FIG. 1. - Zona di servizio diurna della Rete Azzurra (situazione attuale). Le zone più scure corrispondono ad una intensità del campo superiore a 2,5 mV/m; quelle meno scure ad un campo superiore a 0,5 mV/m.

FIG. 3. - Zona di servizio diurna prevista per la Rete del I programma (situazione futura).

FIG. 2. - Zona di servizio diurna della Rete Rossa (situazione attuale).

FIG. 4. - Zona di servizio diurna prevista per la Rete del II programma (situazione futura).

TABELLA II

I PROGRAMMA

Località	kHz	metri
Ancona I	1448	207,18
Aosta	1578	190,1
Bari I	1115	269
Bologna I	1115	269
Bolzano I	656	457,3
Cagliari	1061	282,7
Caltanisetta	566	530
Catania I	1484	202,15
Catanzaro	1578	190,1
Cosenza	1578	190,1
Cuneo	1578	190,1
Firenze I	656	457,3
Genova I	1331	225,3
Messina	1331	225,3
Milano I	899	333,7
Napoli I	656	457,3
Palermo I	1484	202,15
Pescara I	1331	225,3
Roma I	1331	225,3
Sassari	1061	282,7
Torino I	656	457,3
Venezia I	1331	2[illegible]5,3
Verona I	1484	202,15

II PROGRAMMA

Località	kHz	metri
Alessandria	1578	190,1
Ancona II	1578	190,1
Aquila	1578	190,1
Ascoli P.	1484	202,15
Bari II	1484	202,15
Belluno	1484	202,15
Benevento	1484	202,15
Bologna II	1034	290,1
Bolzano II	1484	202,15
Brunico	1578	190,1
Campobasso	1484	202,15
Catania II	1367	219,4
Cortina d'A.	1578	190,1
Desenzano	1448	207,18
Firenze II	1484	202,15
Foggia	1578	190,1
Genova II	1484	202,15
Lecce	1448	207,18
Livorno	1448	207,18
Merano	1578	190,1
Milano II	1034	290,1
Napoli II	1448	207,18
Padova	1578	190,1
Palermo II	1367	219,4
Pescara II	1578	190,1
Potenza	1484	202,15
Roma II	845	355
Salerno	1578	190,1
Sanremo	1034	290,1
Spezia	1484	202,15
Torino II	1448	207,18
Trento	1578	190,1
Udine	1484	202,15
Venezia II	1034	290,1
Verona II	1578	190,1

Schema di ripartizione di stazioni italiane a onda media tra due reti per garantire una copertura quasi totale del territorio nazionale con due programmi diversi. Molte località sono segnate a puro titolo esemplificativo e potranno, all'atto pratico, essere sostituite da altre vicine per assicurare una migliore diffusione nelle zone circostanti; anche molte frequenze potranno, per necessità varie, risultare, in definitiva, diverse da quelle sopraindicate.

ove la ricezione delle stazioni ad onde medie non è completamente soddisfacente.

La RAI sta poi cercando di ottenere l'assegnazione di un'onda per il servizio di trasmissione a « pioggia ». Si tratta di una normale trasmissione ad onda corta che, con una adatta antenna viene irradiata verso l'alto; le onde vengono poi riflesse dagli strati ionizzati. E' un sistema di integrazione di qualità non molto elevata.

Un altro sistema di integrazione è la telediffusione su filo che può essere di vario tipo. A Catanzaro già funziona un impianto in cui la radiofrequenza è convogliata sui fili della rete d'illuminazione pubblica che serve così d'antenna. Inoltre la RAI ha in animo di installare provvisoriamente, in una grande città, un impianto di telediffusione su filo.

Gli ascoltatori italiani potranno accorgersi dei primi benefici delle nuove realizzazioni già nel prossimo anno; mentre si prevede di portare a termine l'intero progetto entro quattro o cinque anni.

(475) *G. D.*

O. L. WOLLEY (W Ø SGG): ***Trasmettitore con 829-B automodulata*** - (Self Modulating the 829-B « Radio & Television News », vol. XLII, n. 3, settembre 1949 p. 49, con 2 figure.

Tra le varie possibilità d'impiego del tubo 829-B (doppio tetrodo a fascio) vi è anche quella indicata dall'autore in cui, come si vede sullo schema di figura 1, la sezione di sinistra funziona come tubo di uscita a R.F. e quella di destra come tubo modulatore a B.F.

L'impiego di questo circuito non è stato verificato in tutti i suoi sviluppi ma, per lo scopo di effettuare collegamenti sui 10 metri, si è dimostrato di buon rendimento. Considerando che è stato realizzato con mezzi di fortuna, i controlli avuti dallo sperimentatore sono stati ottimi.

La parte modulatrice è costituita da un doppio triodo 6SN7 con i triodi connessi come amplificatori in cascata. Sia l'ingresso, sia l'uscita di questo amplificatore sono effettuati con adatti traslatori. Quello d'ingresso ha il primario alimentato da un microfono a carbone; quello di uscita, con rapporto in discesa, eccita direttamente la griglia di comando della sezione modulatrice del tubo 289-B. La griglia schermo della sezione modulatrice è collegata a quella della sezione a R.F. La sorgente di tensione per le due griglie schermo è resa costante dal tubo al neon, mentre la bobina L 5 consente la modulazione della parte a R.F. che avviene per variazione di catodo e griglia schermo.

L'oscillatore a radiofrequenza usa un tubo 6L6 controllato a cristallo (40 m) che funziona anche da duplicatore. Esso infatti ha il carico anodico costituito da un circuito oscillatorio accordato sui 14 MHz (20 m) che pilota la sezione a radiofrequenza del tubo 829-B funzionante in classe C come duplicatore. Questo emette

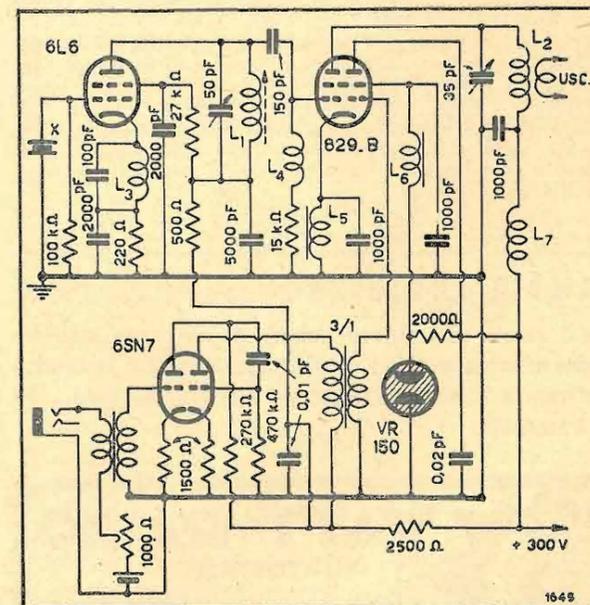



FIG. 1. - Schema elettrico del trasmettitore:
$L1$ = 12 spire 0,5 mm smalto su diam. di 13 mm; $L2$ = bobina per i 10 metri; $L3$ = $L4$ = $L7$ = 2,5 mH; $L5$ = bobina per 150 mA, 350 Ω; $L6$ = bobina per 40 mA.

quindi sui 28 MHz (10 m.). Con tale funzionamento si evitano le autooscillazioni dovute a difettose regolazioni dello stadio finale.

Con la tensione di alimentazione di 300 V lo stadio finale assorbe 30÷35 mA cioè una potenza di alimentazioni (imput) di 10 W. La corrente della griglia di comando si aggira intorno ai 5 mA. La resistenza di fuga della stessa griglia deve essere scelta intorno a 15÷20 kilo ohm.

Il responso ad audiofrequenza è lineare fra 300 e 3000 Hz il che è sufficente per una intellegibile conversazione.

Negli esperimenti è stato provato anche il tubo 832-A che, a parte la minore potenza, ha fornito buoni risultati.

(473) *R. Z.*

I COLLABORATORI DI "ELETTRONICA"

Non essendo stato possibile pubblicare nello scorso numero il breve curriculum-vitae del Prof. Pinciroli che ci è pervenuto in ritardo provvediamo ora. La causa di tale ritardo è da ricercare in una malattia che ha colpito l'egregio professore al quale « Elettronica » porge i più vivi auguri di una rapida e completa guarigione.

PROF. DOTT. ING. PINCIROLI ANDREA. - Nato a Milano nel 1907, si è laureato in ingegneria industriale elettrotecnica nel 1931 ed ha conseguito la Libera Docenza in elettrotecnica nel 1938. È professore incaricato di « Elettrotecnica complementare » presso il Politecnico di Torino dal 1944 e di « Tubi elettronici e misure radiotecniche » per i Corsi di perfezionamento in elettrotecnica pure del Politecnico di Torino, corsi che si tengono presso l'Istituto Elettrotecnico Nazionale G. Ferraris di Torino presso il quale dirige la Sezione Radiofisica. Dal 1949 è altresì professore incaricato di « Radiotecnica » presso la Scuola di Artiglieria e Genio di Torino.

DOTT. PROVENZA GIUSEPPE. - Nato a Palermo nel 1882 si è laureato in giurisprudenza in quella Università. Entrato nell'Amministrazione delle Poste e Telecomunicazioni, dopo aver diretto importanti servizi a Palermo e a Reggio Calabria è stato trasferito al Ministero delle Poste e Telecomunicazioni ove si è dedicato soprattutto alla legislazione radiofonica. Attualmente è Capo Divisione Radio del Ministero delle Poste e Telecomunicazioni. È autore di numerose pubblicazioni.

CAMBIO INDIRIZZO

Per i cambi di indirizzo unitamente al nuovo indirizzo scritto in forma precisa e chiara (possibilmente a macchina) restituire la fascetta con il vecchio indirizzo allegando L. 50 in francobolli.

ANTENNE RICEVENTI PER F. M. E T. V.

(continuazione da pagina 23)

ANTENNA COSTRUITA CON NASTRO BIFILARE.

Infine vogliamo accennare ad una semplice antenna a dipolo ripiegato costruita con nastro bifilare da discesa di impedenza caratteristica pari a 300 Ω. All'uopo si dovrà tagliare un tratto di linea di 2 cm superiore alla lunghezza (vedi tab.). Agli estremi si procede ad eseguire, mediante saldatura, il corto circuito tra i due fili mentre al centro si salda la linea di discesa previa interruzione del conduttore inferiore del dipolo ripiegato. Tagliando opportunamente l'isolante è possibile, con un leggero riscaldamento saldarne le due parti (fig. 8).

P R E S E N T A Z I O N I

A. PINCIROLI: ***Tubi Elettronici.*** Ed. Levrotto & Bella, Torino, 1949. Un volume litografato di 327 pag. formato 17,5 cm. × 25 cm. con numerose figure e tabelle. Prezzo L. 1300.

Il volume è frutto di un insegnamento che l'Autore svolge da diversi anni per il Corso di perfezionamento in Comunicazioni Elettriche del Politecnico di Torino. Viene messo in evidenza nella prefazione il fatto che lo studio tradizionale dei tubi elettronici risente notevolmente l'influenza del periodo evolutivo in cui esso è stato sviluppato. L'Autore ha perciò creduto di scostarsene, adottando criteri alquanto diversi.

Nella prima parte del volume viene esposto innanzi tutto un insieme di nozioni di carattere fisico ed elettrotecnico, che costituisce la base per la trattazione dei tubi elettronici. Viene quindi impostato lo studio di un tubo elettronico generico, e ne vengono definiti i vari parametri. La prima parte termina con lo studio dei vari tipi di tubi elettronici (tubi a vuoto, tubi a riempimento gassoso, tubi speciali).

Nella seconda parte viene studiato il tubo elettronico, considerato come un ennepolo attivo, in unione con una rete elettrica. Sulla base di questo criterio generale, viene studiato in particolare il problema delle catene di amplificazione.

Il criterio generale di stabilità delle reti elettriche lineari comprendenti tubi elettronici viene presentato in una forma diversa da quella formulata da Nyquist, e cioè sulla base dell'andamento dell'impedenza di una maglia generica della rete. I risultati ottenuti vengono applicati allo studio degli oscillatori.

Nella terza ed ultima parte viene studiato il funzionamento dei tubi elettronici in regime non lineare, con particolare riguardo agli amplificatori ed oscillatori non lineari, ai convertitori di frequenza, ai rivelatori e modulatori.

I titoli dei singoli capitoli, suddivisi a loro volta in numerosi sottocapitoli, sono i seguenti:

Parte prima: Tubi elettronici e principi su cui si fondano - Moto di un elettrone in campi laplassiani - Correnti elettroniche nei tubi a vuoto - Correnti ioniche ed elettroniche nei tubi a riempimento gassoso - Emissione di elettroni dai metalli - Impostazione generale del problema relativo alle equazioni ed alle caratteristiche dei tubi a vuoto - Struttura e costituzione di un tubo elettronico a vuoto - Il diodo - Il triodo - Il tetrodo - Il pentodo ed il tetrodo a fascio elettronico - Tubi multipli - Tubi speciali - Struttura e costituzione di un tubo elettronico a gas - Il diodo - Il triodo (Tyratron).

Parte seconda: Il tubo elettronico visto come ennepolo attivo - Reti di utilizzazione e punto di funzionamento - Reti comprendenti più tubi elettronici - Classificazione delle reti che comprendono tubi elettronici in base alle loro applicazioni - Descrizione analitica della caratteristica di un tubo, supposta lineare - Funzionamento in corrente continua - Funzionamento in corrente alternata - Catene di quadripoli amplificatori - Criteri di stabilità - Oscillatori lineari - Esame analitico e grafico del comportamento di un tubo elettronico in condizioni di non linearità - Amplificatori non lineari - Oscillatori non lineari - Moltiplicatori e demoltiplicatori di frequenza - Rettificatori e rivelatori - Modulatori di ampiezza - Convertitori di frequenza.

Si è già detto che il volume trova la sua origine e la sua ragion d'essere nello svolgimento di un corso accademico di specializzazione. Pur tenendo ben presente questa origine e questa destinazione, e non pretendendo in conseguenza che il volume possa introdurre nella scienza elettronica chi ne sia completamente digiuno, non sembra azzardato pensare che esso possa trovare diffusione in una più vasta cerchia di lettori. Si ritiene effettivamente che la lettura del presente trattato possa efficacemente coordinare e completare in modo sistematico le idee di chi dei tubi elettronici abbia avuto conoscenza attraverso la pratica o attraverso lo studio di quei trattati tradizionali che, come nota l'Autore, presentano la materia aderendo più strettamente ai criteri coi quali essa si è sviluppata storicamente.

(480/232) *G. B. M.*

D. E. RAVALICO: ***Il Radio Libro.*** Undecima edizione Ed. U. Hoepli, Milano 1949, volume di pag. XIV-607, formato 18 x 25,5 cm^2, con 825 figure. Prezzo L. 1800.

E' evidente che un libro che è giunto alla sua undecima edizione ha trovato la strada per essere bene accetto ad una larga schiera di lettori. Una delle qualità che ha potuto portare a questo risultato è sicuramente la ricchezza di dati e di schemi che l'opera comprende.

Come di solito, l'edizione presente è quasi totalmente rifatta e della precedente restano pochi capitoli. Non si può purtroppo affermare che essa sia priva di difetti, o che le figure corrispondano sempre al relativo testo (p. 253), o infine che sia priva di inesattezze, contraddizioni, analogie per lo meno superflue ecc. Non sembra ad esempio lecito affermare che l'unità chiamata Bel sia stata stabilita perchè il logaritmo si è mostrato in pratica troppo piccolo (p. 214). Non sembra neppure che le analogie fra fenomeni elettrici e fenomeni meccanici, notoriamente utili in molti casi per chiarire gli uni o gli altri, possano impostarsi facendo corrispondere al condensatore di un circuito oscillatorio *il peso* di un pendolo (p. 40). Basti pensare, per persuadersene, che la frequenza delle piccole oscillazioni libere di un pendolo è indipendente dal peso stesso, dipendendo soltanto dalla lunghezza e dall'accelerazione di gravità, mentre notoriamente la frequenza delle oscillazioni libere in un circuito oscillatorio dipende dalla capacità.

Per quanto riguarda la reazione negativa, che l'Autore divide in due tipi: « a corrente costante » e « a tensione costante » (p. 255), non sarà facile al lettore farsi di essa un concetto chiaro, se la relativa tensione viene confusa con la tensione negativa di griglia (p. 426), se viene affermato che il suo compito è quello di ridurre la sola terza armonica (p. 252), e se ciò nonostante si afferma che la reazione negativa non trova impiego negli stadi in controfase (p. 150), per dare poi nella raccolta degli schemi numerosi esempi contrari! O se infine sul funzionamento di un circuito a reazione negativa si danno spiegazioni esattamente contrarie alla realtà (p. 258). Lo spazio non consente di soffermarsi oltre sugli errori riscontrati, e si può solo augurare che le edizioni successive siano più corrette.

(474/229) *O. Cz.*

Riceviamo da un lettore di Forte dei Marmi la recensione che pubblichiamo dopo esserci assicurati di poter condividere le osservazioni in essa espresse.

Mentre constatiamo come essa si inquadri nello spirito di quanto abbiamo pubblicato, anche in una recente Nota di Redazione, siamo lieti di non essere i soli a rammaricarci dell'esistenza di una stampa a carattere divulgativa così imprecisa.

Non vorremmo che si andasse formando l'opinione che per essere compresi anche da persone non esperte o con limitate conoscenze nell'argomento considerato sia assolutamente indispensabile abbandonare del tutto la precisione di linguaggio, la buona scelta dei paragoni e via dicendo. Ciò non è affatto vero e tutto può essere chiaramente espresso senza dover necessariamente ricorrere ad espressioni erronee ed a paragoni del tutto sbagliati. Anzi è vero esattamente il contrario giacchè idee chiare, precise e semplici non possono essere insegnate al profano che ricorrendo ad una scelta accurata ed al tempo stesso efficace delle espressioni e dei paragoni. E' pertanto deplorevole che, da un lato, gli Autori non pongano nella compilazione dei libri la cura e l'attenzione necessarie, e dall'altra, che i tecnici più competenti non dedichino, magari in collaborazione tra loro, un maggior tempo alla preparazione ed alla stesura di manuali di seria volgarizzazione.

LA REDAZIONE.

O. L. JOHANSEN: ***World Radio-Handbook 1949.*** Copenaghen. Un vol. di 112 pag. formato 16,5 × 21,5 cm^2.

E' un manuale che contiene i dati delle stazioni di radiodiffusione di tutto il mondo (frequenza - lunghezza d'onda e potenza delle stazoni - ente che le gestisce con l'indirizzo e i nomi dei dirigenti - schema dei programmi - segnali d'intervallo ed altri mezzi di riconoscimento, ecc.). Le stazioni sono divise per continente nel seguente ordine: Europa - Africa e Vicino Oriente - Oriente - Australia e Polinesia - Canadà e Stati Uniti d'America - America Centrale e Sud America. Per ciascun continente le stazioni sono ulteriormente divise per Stati, elencati in ordine alfabetico.

Vi è poi un elenco completo di tutte le stazioni ad onde lunghe, medie e corte, ordinate secondo la loro frequenza; in esso è indicata anche la lunghezza d'onda, la potenza, il nome della città e la nazione.

Infine vi è una tabella delle differenze fra l'ora locale e quella del meridiano di Greenwich.

(480/231)

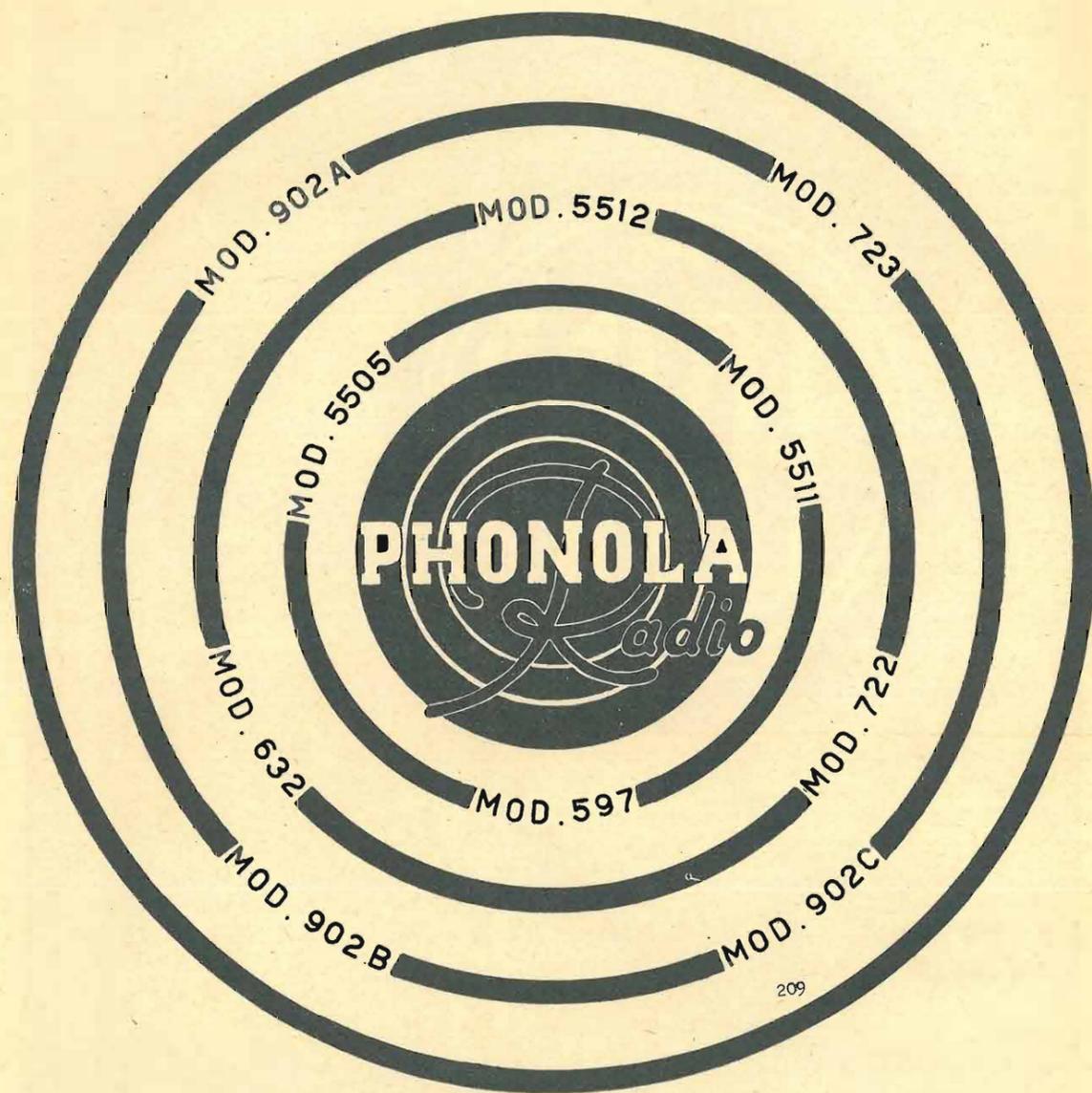
B. B. C. Year Book 1950. Londra - un volume di 176 pagine formato 12 × 18 cm. 2.
È l'annuario della B. B. C. redatto sotto forma di articoli vari di cui riportiamo i titoli:

La radio e la Corona, *H. V. Hodson* — Il tempo ha raggiunto Goethe, *E. A. Harding* — Come sono prodotte le conversazioni per televisione, *Grace Wyndham Goldie* — L'appetito dei nostri ospiti, *Sir Stuart Wilson* — Il pubblico con maschere rilucenti, *Richmond Postgate* — Annunziando dall'interno, *John Snagge* — Otto milioni di copie alla settimana, *Tom Henn* — L'ascesa di « Take it from here », *Elizabeth Forster* — Oh! la BBC istruisce i suoi ingegneri?, *K. R. Sturley* — La BBC al Canadà, *John Polwarth* — La BBC in India e nel Pakistan, *Bryan Cave Brown Cave* — La BBC in Brasile, *I. C. L. R. Brittan* — L'ascoltatore nei paesi occidentali dice la sua, *Frank Gillard* — Radiogramma nei Midlands, *T. C. Kemp* — Le radiotrasmissioni religiose debbono essere buona radio, *Rev. Eric Saxon* — La BBC ed il festival di Edinburgo, *Robert Dunnet* — Traducendo in Gallese, *Tom Richards* — Personalità della radio 1949 — Rapporto sulle trasmissioni radio dell'annata.

(479/230)

TIPOGRAFIA L. RATTERO. VIA MODENA 40 / TORINO

S. A. FIMI

Sede: Corso Matteotti, 10 - Tel. 79.14.32 **MILANO**
Stabilimento: Via Banfi - Tel. 2314 **SARONNO**

La produzione ***PHONOLA***

per la nuova stagione Radiofonica

Apparecchi per tutte le esigenze

con un presupposto solo ***QUALITÀ***

ABBONAMENTI

Ricordiamo che i canoni di abbonamento sono fissati come segue:

Abbonamento a	6 numeri	L.	**1350**
»	» 12	»	» **2500**
»	» 24	»	» **4250**
»	» 36	»	» **5800**

Ogni abbonamento può decorrere da qualsiasi fascicolo, in tal modo anche chi abbia già acquistato il presente fascicolo, può fare l'abbonamento a partire dal successivo, usufruendo così di tutti i vantaggi che ne conseguono e cioè: economia, certezza di ricevere il numero a domicilio con anticipo rispetto all'uscita nelle edicole, e così via. È inoltre prevista una forma di *abbonamento rateale*. Questo particolare abbonamento potrà essere fatto prenotando ogni volta il fascicolo successivo al prezzo di

Lire 225 anzichè 250.

Tutti i versamenti si possono fare mediante il Bollettino di c/c postale allegato a ciascun fascicolo della rivista.
Gli abbonati avranno diritto ad una inserzione gratuita di 25 parole ogni sei mesi. Essi godranno inoltre dello sconto del 10 % su tutte le pubblicazioni messe in " Servizio di libreria ".

TELEVISIONE ITALIANA

(Supplemento mensile di " Elettronica e Televisione")

Un numero L. 150. Abbonamento a 12 numeri L. 1500

Abbonamento cumulativo a:

" ELETTRONICA e TELEVISIONE "

ed a:

" TELEVISIONE ITALIANA " L. 3500

Prenotazione per il prossimo numero di *" Televisione Italiana "* L. 125

Prenotazione per il prossimo numero di ambedue le riviste *" Elettronica "* e *" Televisione "* L. 325

Usate per i pagamenti e le prenotazioni l'unito modulo di c.c. postale.

AMMINISTRAZIONE DELLE POSTE E DEI TELEGRAFI
Servizio dei Conti Correnti Postali
Certificato di Allibramento
Versamento di Lire ...
eseguito da ...
residente in ...
via ...
sul c/c N. **2/30126** *intestato a*
ELETTRONICA via Garibaldi 16. Torino
Addì (1) ... 19 ...
Bollo lineare dell'Ufficio accett.
N. ... del bollettario ch 9
Bollo a data dell'Ufficio accettante
Indicare a tergo la causale del versamento

AMMINISTRAZIONE DELLE POSTE E DEI TELEGRAFI
Servizio dei Conti Correnti Postali
Bollettino *per un versamento di L.* ...
Lire ... (in lettere)
eseguito da ...
residente in ...
via ...
sul c/c N. **2/30126** *intestato a*
ELETTRONICA - Via Garibaldi 16 - Torino
nell'Ufficio dei conti correnti di ...
Firma del versante
Addì (1) ... 19 ...
Bollo lineare dell'Ufficio accett.
Tassa di L. ...
Cartellino numerato del bollettario di accettazione
L'Ufficiale di Posta
Bollo a data dell'Ufficio accettante

Amministrazione delle Poste e dei Telegrafi
Servizio dei Conti Correnti Postali
Ricevuta *di un versamento*
di L. ...
Lire ... (in lettere)
eseguito da ...
sul c/c N. **2/30126** *intestato a*
ELETTRONICA - Torino
Addì (1) ... 19 ...
Bollo lineare dell'Ufficio accettante
Tassa di L. ...
Cartellino numerato del bollettario di accettazione
L'Ufficiale di Posta
Bollo a data dell'Ufficio accettante

La presente ricevuta non è valida se non porta nell'apposito spazio il cartellino gommato numerato.

(1) **La data dev'essere quella del giorno in cui si effettua il versamento.**

Spazio per la causale del versamento. (*La causale è obbligatoria per i versamenti a favore di Enti ed Uffici pubblici*).

Decorrenza abbonam. ....

Nome ....

Indirizzo ....

Parte riservata all'Ufficio dei conti correnti.

N. .... *dell'operazione.*

Dopo la presente operazione il credito del conto è di L. ....

Il Verificatore

AVVERTENZE

Il versamento in conto corrente è il mezzo più semplice e più economico per effettuare rimesse di denaro a favore di chi abbia un c/c postale.
Chiunque, anche se non è correntista, può effettuare versamenti a favore di un correntista. Presso ogni Ufficio postale esiste un elenco generale dei correntisti, che può essere consultato dal pubblico.
Per eseguire il versamento il versante deve compilare in tutte le sue parti, a macchina o a mano, purchè con inchiostro, il presente bollettino (indicando con chiarezza il numero e la intestazione del conto ricevente qualora già non vi siano impressi a stampa) e presentarlo all'Ufficio postale, insieme con l'importo del versamento stesso.
Sulle varie parti del bollettino dovrà essere chiaramente indicata, a cura del versante, l'effettiva data in cui avviene l'operazione.
Non sono ammessi bollettini recanti cancellature, abrasioni o correzioni.
I bollettini di versamento sono di regola spediti, già predisposti, dai correntisti stessi ai proprii corrispondenti; ma possono anche essere forniti dagli Uffici postali a chi li richieda per fare versamenti immediati.
A tergo dei certificati di allibramento i versanti possono scrivere brevi comunicazioni all'indirizzo dei correntisti destinatari, cui i certificati anzidetti sono spediti a cura dell'Ufficio conti rispettivo.
L'Ufficio postale deve restituire al versante, quale ricevuta dell'effettuato versamento, l'ultima parte del presente modulo, debitamente completata e firmata.

TARIFFA PER I VERSAMENTI

I pagamenti eseguiti da chiunque negli Uffici Postali dei capoluoghi di Provincia **sono esenti da tasse.**

Per i versamenti eseguiti in ogni altro Ufficio si applicano le seguenti tasse:

Fino a L. 5000 — tassa L. 3
Oltre L. 5000 — tassa L. 6

SERVIZIO DI LIBRERIA

ELENCO DELLE OPERE DISPONIBILI ATTUALMENTE

G. DILDA: *Radiotecnica*. Vol. I. Elementi propedeutici. III Ediz. 1946 (vol. di 352 pagine con 214 figure). Prezzo L. 1000

G. DILDA: *Radiotecnica*. Vol. II, Radiocomunicazioni e Radioapparati. III Ediz. 1945 (vol. di 378 pagine con 247 figure). Prezzo L. 1400

G. DILDA: *Radioricevitori*. Parte I, II Ediz. 1947 (Un vol. litografato di 335 pagine con 108 figure). Prezzo L. 1000

G. DILDA: *Radioricevitori*. Parte II (Ricezione delle onde modulate in frequenza). Ediz. 1950 (Un volume litografato di 148 pagine con 52 figure e una tavola fuori testo). Prezzo L. 600

A. PINCIROLI: *Tubi elettronici*. Ediz. 1949 (Un vol. litografato di 327 pag) Prezzo L. 1300

G. SACERDOTE e C. BASILE: *Tubi elettronici e loro applicazioni*. (Un vol. litografato di 324 pagine con 197 figure). 1936. Prezzo L. 500

A. PASCUCCI: *Enciclopedia pratica di radiotecnica*. (Un volume in ottavo di 16,5x24 cm. di 1135 pag. rilegato in tela). Ediz. 1948. Prezzo L. 4550

E. WRATHALL - R. ZAMBRANO: *Teoria e calcolo dei traslatori per altoparlante*. (Un vol. litografato di 43 pag. con 19 figure), I Ristampa 1949. Prezzo L. 150

DR. PROVENZA: « *Vademecum per aspiranti Radio Telegrafisti* ». Ministero Poste e Telecomunicazioni. Volume in sedicesimo di 40 pagine. Prezzo L. 300.

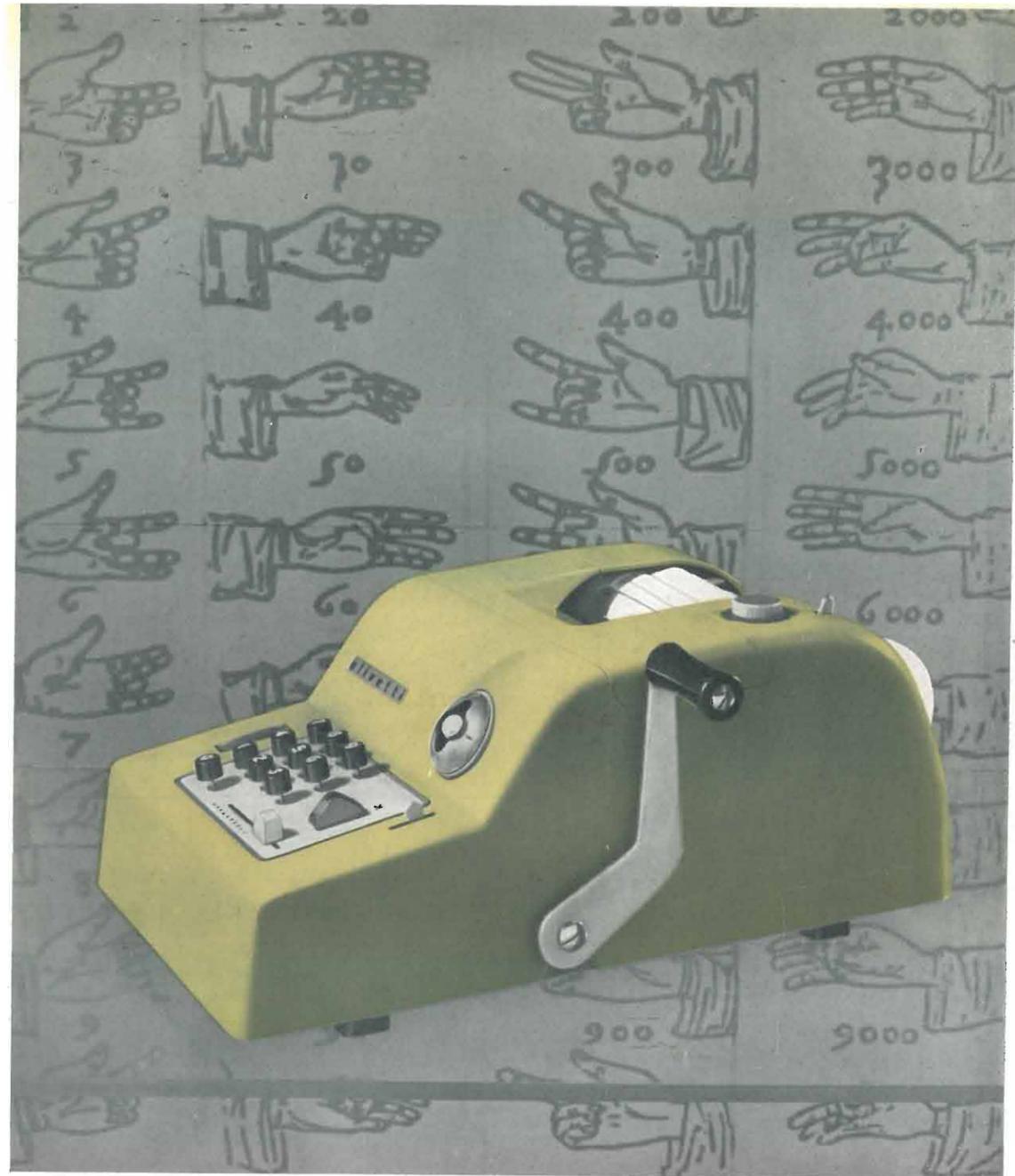
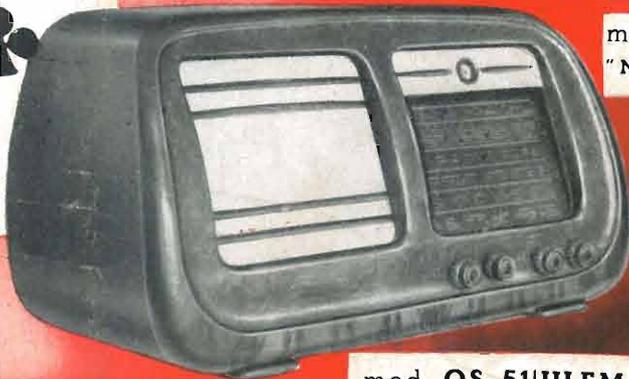
F. E. TERMAN: *Radio Engineering*. III Edizione 1947. McGraw-Hill. Volume in ottavo di 970 pagine, rilegato in tela. Prezzo L. 6600.

R. C. A. *Tube Handbook* (3 volumi a fogli mobili aggiornabili). Prezzo L. 10.000

ABBONAMENTI A RIVISTE

Electronics:
1 anno L. 12 500 2 anni L. 20 000 3 anni L. 25 000
Journal of the Television Society: 1 anno L. 2250
Tele - Tech: 1 » L. 3500
Electronic Engineering: 1 » L. 3000
Radio and Television News (già *Radio News*): 1 » L. 3500
Radio Electronics (già *Radio Craft*): 1 » L. 3000
Wireless World: 1 » L. 2250
Wireless Engineering: 1 » L. 2500
The Wireless and Electrical Trader: 1 » L. 3000
R.C.A. Review: 1 » L. 225
The Journal of the British Institution of Radio Engineers: 1 » L. 6000

CORRISPONDENZA

Avvertiamo che, dato il considerevole numero di lettere che ci pervengono, siamo costretti a non rispondere a coloro quali non allegano L. 50 in francobolli per la risposta.

il POKER
della TECNICA
RADIOFONICA
1949-1950
mod. 5R|49
"NINNOLO"
mod. OS. 51|III FM
mod. OS. 52
mod OS. 51|III F
Radio
Savigliano